n° 16
settembre 1980

L. 2.000

elettronica - scienza tecnica e diletto

I "Vocoder oggi"

Generatore di colore
per un piacevole effetto di luci

Controllo di velocità per mini-drill
regolabile e indipendente dal carico

Consonant
preamplificatore

Concorso Internazionale
"METTI UN PROGETTO IN SCATOLA"

elektor 16

anno 2, n° 16 settembre 1980

Direzione e Redazione: Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. Tel.: 61.72.641 - 61.73.441

Editore JCE
Direttore responsabile: Ruben Castelfranchi
Redattore capo dell'ediz. internazionale: Bob W. van der Horst
Redattore capo: Giampietro Zanga
Segretaria di redazione: Marta Menegardo
Staff di redazione: J. Barendrecht, G.H.K. Dam, P.E.L. Kersemakers, P.V. Holmes, E. Krempelsauer, G. Nachbar, A. Nachtmann, K. Walraven.

Abbonamenti: Patrizia Ghioni
Contabilità: Franco Mancini, Roberto Ostelli, Maria Grazia Sebastiani

Amministrazione: Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Aut. Trib. di Milano n. 183 del 19-5-1979
Spedizione in abbonamento postale gruppo III/70
Concessionaria esclusiva per la distribuzione in Italia e all'estero dell'edizione italiana:
Sodip - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
Stampa: Elcograph - Beverate (Como)
Prezzo della rivista: L. 2.000
Numero arretrato: L. 3.000
Diritti di riproduzione
Italia: JCE, Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B.
Francia: Societé des Publications Elektor sarl, Le Doulieu 59940 Estaires.
Inghilterra: Elektor Publishers Ltd, Canterbury, CT1 1PE Kent.
Germania: Elektor Verlag Gmbh, 5133 Gangelt
Olanda: Elektuur B.V., 6190 AB Beek
Spain: Elektor C/Ginzo de Limia, 48. Madrid - 29

ABBONAMENTI

	Italia	Estero
Abbonamenti annuali	L. 19.000	L. 29.000

I versamenti vanno indirizzati a: J.C.E. - Via V. Monti 15 - 20123 Milano mediante l'acclusione di assegno circolare, cartolina vaglia o utilizzando il conto corrente postale n° 315275

CORRISPONDENZA

DT	= domande tecniche	P	= pubblicità, annunci
DR	= direttore responsabile	A	= abbonamenti
CI	= cambio indirizzo	SR	= segretaria di redazione
EPS	= circuiti stampati	SA	= servizio riviste arretrate

CAMBIO DI INDIRIZZO

I cambi d'indirizzo devono essere comunicati almeno con sei settimane di anticipo. Menzionare insieme al nuovo anche il vecchio indirizzo aggiungendo, se possibile, uno dei cedolini utilizzato per spedire la rivista. Spese per cambi d'indirizzo: L. 500

DOMANDE TECNICHE

Aggiungere alla richiesta una busta affrancata con l'indirizzo del richiedente; per richieste provenienti dall'estero, aggiungere, oltre alla busta non affrancata un coupon-risposta internazionale.

TARIFFE DI PUBBLICITA' (nazionali ed internazionali)

Vengono spedite dietro semplice richiesta indirizzata alla concessionaria esclusiva per l'Italia:
Reina & C. - Via Ricasoli 2 - 20121 Milano - Tel. 803.101 - 866.192 - TX: 320419 BRUS I
Concessionario per USA e Canada:
INTERNATIONAL MEDIA MARKETING 16704 Marquardt Avenue
P.O. Box 1217 CERRITOS, CA 90701 (213) 926-9552

decodifica

Cosa è un TUN?
Cosa è un 10n?
Cosa è l'EPS?
Cosa è il servizio QT?
Perché la colpa di Elektor?

Tipi di semiconduttori

Esistono spesso notevoli affinità fra le caratteristiche di molti transistor di denominazione diversa.
E' per questa ragione che Elektor presenta nuove abbreviazioni per i semiconduttori comuni:

- 'TUP' o 'TUN' (Transistor Universale rispettivamente del tipo PNP o NPN) rappresentano tutti transistor bassa frequenza al silicio aventi le caratteristiche seguenti:

U_{CEO}, max	20 V
I_C, max	100 mA
h_{fe}, min	100
P_{tot}, max	100 mW
f_T, min	100 MHz

Ecco alcune versioni tipiche TUN: le famiglie dei BC 107, BC 108, BC 109; 2N3856A, 2N3859,2N3860, 2N3904, 2N3947, 2N4124. Fra i tipi TUP si possono citare: le famiglie dei BC 177, BC 178, la famiglia del BC 179 a eccezione dei BC 159 e BC 179; 2N2412, 2N3251, 2N3906, 2N4126, 2N4291.

- 'DUG' e 'DUS' (Diodo Universale rispettivamente al Silicio e al Germanio) rappresentano tutti i diodi aventi le caratteristiche seguenti:

	DUS	DUG
$U_{R,max}$	25 V	20 V
$I_{F,max}$	100 mA	35 mA
$I_{R,max}$	1 μA	100 μA
$P_{tot,max}$	250 mW	250 mW
$C_{D,max}$	5 pF	10 pF

Ecco alcune versioni tipiche 'DUS': BA 127, BA 271, BA 128, BA 221, BA 222, BA 317, BA 318, BAX 13, BAY 61, 1N914, 1N4148.
E alcune versioni tipiche 'DUG': OA 85, OA 91, OA 95, AA 116.

- BC 107B, BC 237B, BC 5748, rappresentano dei transistori al silicio di una stessa famiglia, di caratteristiche pressoché similare, ma di qualità migliore l'uno dall'altro. In generale, in una stessa famiglia, ogni tipo può essere utilizzato indifferentemente al posto di un altro.

Famiglie BC 107 (-8 -9)

BC 107 (-8, -9), BC 147 (-8, -9), BC 207 (-8, -9), BC 237 (-8, -9), BC 317 (-8, -9), BC 347 (-8, -9), BC 547 (-8, -9), BC 171 (-2, -3), BC 182 (-3, -4), BC 382 (-3, -4), BC 437 (-8, -9), BC 414

Famiglie BC 177 (-8 -9)

BC 177 (-8, -9), BC 157 (-8, -9), BC 204 (-5, -6), BC 307 (-8, -9), BC 320 (-1, -2), BC 350 (-1, -2), BC 557 (-8, -9), BC 251 (-2, -3), BC 212 (-3, -4), BC 512 (-3, -4), BC 261 (-2, -3), BC 416.

- '741' può essere anche letto indifferentemente μA 741, LM 741 MCS 41, MIC 741, RM 741, SN 72741, ecc.

Valore delle resistenze e consensatori

Fornendo il valore dei componenti, le virgole e i multipli di zero saranno, per quanto possibile, omessi. Le virgole sono sostituite da una delle abbreviazioni seguenti, tutte utilizzate in campo internazionale:

p	(pico)	$= 10^{-12}$
n	(nano-)	$= 10^{-9}$
μ	(micro-)	$= 10^{-6}$
m	(mili-)	$= 10^{-3}$
k	(kilo-)	$= 10^{3}$
M	(mega-)	$= 10^{6}$
G	(giga-)	$= 10^{9}$

Alcuni esempi:
Valori delle resistenze
2k7 = 2,7 kΩ = 2700 Ω
470 = 470 Ω
Salvo indicazione contraria, le resistenze utilizzate negli schemi sono di 1/4 watt, al carbone, di tolleranza 5% max.
Valori di condensatori: 4 p7 = 4,7 pF = 0,0000000000047 F
10n = 0,01 μF
10^{-8} F
Le tensioni in continua dei condensatori diversi dagli elettrolitici si suppone che siano di almeno 60V; una buona regola è quella di scegliere un valore di tensione doppio di quello della tensione di alimentazione.

Punti di misura

Salvo indicazione contraria, le tensioni indicate devono essere misurate con un voltmetro di resistenza interna 20 kΩ/V.

Tensione d'alimentazione

I circuiti sono calcolati per 220 V, sinusoidali, 50 Hz.

Servizi ai lettori

- **EPS** Numerose realizzazioni di Elektor sono corredate di un modello di circuito stampato. Nella maggioranza dei casi, questi circuiti stampati possono essere forniti forati, pronti a essere montati. Ogni mese Elektor pubblica l'elenco dei circuiti stampati disponibili sotto la sigla EPS (dall'inglese Elektor Print Service, servizio di circuiti stampati di Elektor).

Domande Tecniche

- I lettori possono porre delle domande tecniche relative agli articoli su Elektor, a loro scelta per iscritto o per telefono. In quest'ultimo caso, è possibile telefonare il lunedi dalle ore 14.00 alle 16.30. Le lettere contenenti domande tecniche devono essere indirizzate alla Sezione DT: per ricevere la risposta è necessario unire una busta affrancata con l'indirizzo del richiedente. Le lettere spedite da un paese diverso dall'Italia devono essere accompagnate da un coupon-risposta internazionale.
- **Il torto di Elektor**
Ogni modifica importante, aggiunta, correzione e/o miglioria a progetti di Elektor viene annunciata sulla rubrica 'Il torto di Elektor'.

Dove reperire i componenti utilizzati nei progetti di Elektor?

Elenco dei componenti reperibili presso tutti i punti di vendita **G.B.C.** *italiana*

sigla componente	codice GBC	sigla componente	codice GBC	sigla componente	codice GBC	sigla componente	codice GBC
INTEGRATI		4081	YI/0481-00	4022	YI/0422-00	BC 107 B	YT/0855-50
		4024	YI/0424-00	74151	YI/1361-00	BC 179 C	YT/1000-25
XR2206	YI/6870-00	74LS163	YI/1036-50	LM 3911	YI/3248-25	BC 109 C	YT/0860-55
L 130	YI/6165-50	74LS125	YI/1017-50	XR 2207	YI/6870-01	2N1613	YT/7859-27
LM 317K	YI/2992-50	74LS192	YI/1051-00	SO41P	YI/4861-00	BC 547	YT/1733-90
4011	YI/0411-00	74141	YI/1351-00	74132	YI/1342-00	BC 557	YT/1753-90
7413	YI/1193-00	7447	YI/1227-00	7493	YI/1273-00	BC 559C	YT/1758-30
TDA 2002	YI/6180-50	723 CH	YI/3103-76	LM 301	YI/2988-20	BC 177B	YT/0996-50
7490	YI/1270-00	723 CN	YI/3104-01	SAD 1024	YI/3960-00	BF 494	YT/3884-00
3900=74195	YI/1405-00	79G KC	YI/6595-00	4015	YI/0415-00	BD 137	YT/2310-10
CD 4013	YI/0413-00	79G U1C	YI/6595-05	2102-1 (2102A4)	YI/7420-00	BD 139	YT/2314-10
CD 4017	YI/0417-00	CD 4000	YI/0400-00	TCA 965	YI/5916-15	BD 140	YT/2316-20
CD 4040	YI/0440-00	CD 4029	YI/0429-00	40106	YI/0806-00	BC 546B	YT/1732-00
UAA 180	YI/6819-00	CD 4046	YI/0446-00	CA 3080	YI/0284-50	BC 556A=B	YT/1752-00
4016	YI/0416-00	CD 4049	YI/0449-00	LM 747	YI/3111-00	BD 135	YT/2306-10
4066	YI/0466-00	74LS21	YI/0965-50	LM 323	YI/2996-50	BC 517	YT/1671-00
78L05A	YI/2953-00	74LS240	YI/1075-00	CD 4098 (4528)	YI/0498-00	2N 3055	YT/8219-76
4027	YI/0427-00	74LS241	YI/1075-50	TDA 1024	YI/6067-80	BF 254	YT/3644-10
CD 4023	YI/0423-00	4518	YI/0518-00	556	YI/3061-00	BF 255	YT/3645-00
CD 4020	YI/0420-00	4511	YI/0511-00	TAA 861A	YI/5213-25	BFY 90	YT/4640-10
TBA 625B	YI/5453-56	7805 KC	YI/3002-00	4514	YI/0514-00	BF 451	YT/3841-00
M 253AA	YI/3406-80	741 CN8	YI/3109-00	4520	YI/0520-00	2N 2219	YT/8010-79
LF 357	YI/2895-00	741 CN14	YI/3109-25	3911	YI/3248-00	BF 256A=B	YT/3646-20
TDA 1034D/NE5534	YI/6069-80	741 CH(3130)	YI/3108-75	4528	YI/0528-00	BC 549 B	YT/1738-00
CA 3162E	YI/0330-55	709 CH	YI/3099-55	4060	YI/0460-00	BC 109 B	YT/0860-50
CA 3161E	YI/0330-50	709 CN14	YI/3099-75	CA 3140	YI/0330-20	BF 549 C	YT/1738-30
723 (DIL)	YI/3104-00	709 CN8	YI/3100-00	CA 3140T	YI/0330-25	BC 328/25	YT/1296-10
LM 324	YI/2997-00	555 CN	YI/3060-76	4136	(a richiesta)	BC 327/25	YT/1294-60
7400	YI/1180-00	555 CH	YI/3060-50	MC78L 15CP		TIP 2955	YT/7505-00
7442	YI/1222-00	7812 UC	YI/3004-50	(MC78L 15ACP)	YI/2959-00	BC 161-16	YT/0964-05
74193	YI/1403-00	7812 KC	YI/3002-25	7406	YI/1186-00	BF 244	YT/3634-00
7473	YI/1253-00	LF356H	YI/2894-00	7407	YI/1187-00	BF 245A=B	YT/3635-40
74LS95	YI/1002-50	LF356N	YI/2894-10	7432	YI/1212-00	TUN-BC 107	YT/0855-10
74LS08	YI/0959-00	7805 UC	YI/3004-25	7448	YI/1228-00	TUP-BC 177	YT/0996-40
74LS00	YI/0955-00	78L12	YI/2955-00	7474	YI/1254-00	BU 208 A	YT/5508-00/05/10
74LS155	YI/1032-50	78L05	YI/2953-00	7485	YI/1265-00	BD 242 A	YT/2524-00
LM 339	YI/3001-50	4001B	YI/0401-00	74157	YI/1367-00	BD 131	YT/2294-00
74LS139	YI/1024-50	74LS83	YI/0996-50	74161	YI/1371-00		
74LS138	YI/1024-00	74LS193	YI/1051-50	TCA 440	YI/5812-00		
74LS251	YI/1080-50	CD 4049	YI/0449-00	TDA 1190	YI/6101-00	**OPTO**	
74LS156	YI/1033-00	CD 4093	YI/0493-00	566	YI/3063-75		
74LS258	YI/1084-00	CD 4012	YI/0412-00			TIL 209	YO/1800-10
CD 4099	YI/0499-00	CD 4042	YI/0442-00			TIL 111 (TIL 112)	YO/1124-00
CD 4053	YI/0453-00	CD 4040	YI/0440-00	**TRANSISTORI**			
74LS05	YI/0957-50	CD 4034	YI/0434-00				
74LS04	YI/0957-00	AY-5-2376	YI/0050-00	BC 108	YT/0858-20	**DIODI**	
74LS86	YI/0998-00	CA 3130	YI/0330-00	BC 109	YT/0860-00		
74LS113	YI/1011-50	74121	YI/1331-00	BC 178	YT/0998-25	1N 4001	YD/4350-20
74LS109	YI/1009-50	7437	YI/1217-00	BC 140	YT/0922-13	1N 4002	YD/4350-40
74LS136	YI/1023-00	4069	YI/0469-00	BC 160	YT/0962-30	BA 127	YD/0240-00
74LS10	YI/0960-00	74123	YI/1333-00	BD 242	YT/2524-00	1N 914	YD/3732-90
74154	YI/1364-00	7445	YI/1225-00	BU 142	YT/5442-00	B40 C5000	YD/0134-00
4050	YI/0450-00	7493	YI/1273-00	BC 557 B	YT/1754-00	1N 4004	YD/4350-80
CA3086	YI/0287-50	7430	YI/1210-00	BC 141	YT/0923-90	DUS-1N 4148	YD/4379-65
2120-1	YI/7420-00	UAA 170	YI/6818-00	BC 547 B	YT/1734-10	DUG-OA 95	YD/2335-10
74LS174	YI/1042-00	LM 311	YI/2991-00	BC 108 B	YT/0858-40	TIC 106 D	YD/3002-00

mesa **srl - Via Canova 21**
20145 Milano - Tel: 02/3491040

Computer TV-Games L. 174.000 (IVA inclusa)

2650	21.000	LS05	400
2616-monitor	30.000	L986	600
2636	29.000	LS113	600
2621	7.500	LS109	600
LM339	1.000	LS00	400
74LS139	1.000	LS136	1.000
74LS138	1.000	LS10	400
74LS251	1.000	8,867 MHz	2.000
4053	1.200	**opzioni L. 26.000**	
74LS156	1.000	Joy-sticks	3.000
74LS258	1.700	Trasformatore 220/13VA	6.000
2112-4	3.000	Cavo 10 fili mt 1	1.000
LS08	400	Compensatore per quarzo	1.000
LS04	400	Documentazione in italiano	8.000

Attenzione Il lettore che dopo aver sviluppato un programma, intendesse riportarlo su EPROM, può usufruire dell'apposito programmatore presso la MESA 2 srl che può anche fornire la EPROM stessa.

Elekterminal L. 30.000 (IVA inclusa)

2102-1	2.500
SFC 71301 (programmata)	5.000
74LS174	1.200
74LS165	1.200
74LS163	1.200
4011	400
4081	400
74LS04	400
74LS00	400
74LS125	1.000

MM 5303	L. 10.950
AY5-1013	11.400
96364	L. 30÷35.000 ca.
RO-3-2513	L. 18.600

I.C.C. Via Palma 9 - 20100 Milano
Tel: 02/4045747

Presso la sede **GBC - V.le Matteotti 66 - 20092 Cinisello B.**
Tel. 02/6181801 sono reperibili:
TASTIERA ASCII
TASTIERA PER IL COMPUTER TV GAMES

Alla **Cross Point** potete acquistare la TASTIERA ASCII.
Key switch tipo JP 5045
Key switch tipo JP 5025 *
* richiedete cappuccio normale e doppio con innesto ad "X"
CROSS POINT - Via Miglioretti 2 - 20161 Milano

Non è sorprendente che i vocoder siano diventati così popolari nel giro di poco tempo. Unendo l'interesse per ogni tipo di effetto artificiale della musica elettronica, cresciuto anch'esso nell'arco di pochi anni, al fascino di "qualcosa" che può produrre artificialmente la voce, si hanno due motivazioni sufficienti per questo vocoder.

Il sistema d'allarme centralizzato fornisce una segnalazione da numerose stazioni remote ad una stazione centralizzata su un bus comune a tutto il sistema. È provvisto di segnalazione acustica e visiva di quale stazione ha segnalato l'allarme. Le applicazioni di questo sistema sono limitate solo dalla fantasia del lettore.

Questo circuito genera una quantità di luce costante che si sposta lentamente nello spettro cromatico. Nell'uso come illuminazione indiretta, produce un piacevole effetto che può essere sfruttato in vari tipi di applicazione.

Mensile associato all'USPI
Unione Stampa Periodica Italiana

sommario

Per ottenere la massima potenza in uscita da un'antenna trasmittente, questa deve essere correttamente accoppiata al trasmettitore. Per questo motivo, un disadattamento effettivamente grave può avere effetti disastrosi sullo stadio finale (costoso) del trasmettitore. Per questo, i radioamatori spesso usano un misuratore del rapporto di onda stazionaria — un VSWR meter, o anche un ROS meter. In questo articolo non verrà descritta solo la parte teorica — cos'è, com'è fatto e come funziona; viene presentato un'esempio pratico di un VSWR meter, caratterizzato da una larga gamma di frequenze. Ovviamente c'è anche il circuito stampato.

Gli accumulatori NiCad offrono il vantaggio di poter essere ricaricati, e quindi non devono essere sostituiti molto spesso, come le normali batterie a secco.
Il solo svantaggio è che la ricarica richiede un certo tempo il che è alquanto fastidioso quando li si vuole usare immediatamente. La soluzione è la ricarica rapida, ma questa va eseguita con opportuni accorgimenti.

Il Consonant è un preamplificatore di elevata qualità, progettato per l'uso con i più moderni finali di potenza. Offre caratteristiche quali filtri scratch e rumble, controlli di tono con possibilità di esclusione e frequenze di turnover commutabili ed è previsto il montaggio di un VU meter a LED. Tutti i componenti, inclusi potenziometri e commutatori, vengono montati su un'unica piastra di circuito stampato, semplificando notevolmente il cablaggio. Un preamplificatore fono compatibile, che può essere montato separatamente o inserito nella parte posteriore della piastra sarà descritto successivamente.

In molti giochi quiz, è importante stabilire chi è il primo a rispondere ad una domanda. Per evitare dispute e spiacevoli discussioni familiari il sistema più semplice è ricorrere ad un arbitro elettronico Quizmaster.

I trapani elettrici mini-drill sono disponibili ormai da tempo. La maggioranza di questi sono alimentati a batteria. Per lavori di precisione è preferibile poter disporre di un controllo di velocità; se è possibile avere una velocità regolabile, e indipendente dal carico ancora meglio. Questi due obiettivi possono essere raggiunti in maniera semplice, usando un regolatore di tensione integrato.

Per ottenere le migliori prestazioni, è opportuno impiegare regolatori di tensione nei sistemi elettronici di progettazione moderna. Normalmente questi regolatori sono di tipo convenzionale, basati sul transistor di controllo in serie. Questi tipi presentano pochi problemi sia di progettazione che di realizzazione; tuttavia non si contraddistinguono certo per l'efficienza. Questo inconveniente ha portato ad un costante aumento nell'uso di alimentatori "switching", che sono di gran lunga più efficienti.

Un problema tipico di alcuni generatori d'impulsi semplificati è che variando il duty-cicle viene modificata anche la frequenza. Il circuito descritto in questo articolo, che impiega una "manciata" di componenti, è esente da questo difetto; la frequenza e il duty-cicle sono regolabili indipendentemente, senza influenzarci. La gamma di frequenza si estende da circa 1 KHz a 20 KHz mentre il duty-cicle può essere regolato pressochè da 0% fino a 100%.

servizio circuiti stampati

giugno 1979

EPS 9453	generatore di funzioni semplice	L. 8.000
EPS 9453F	pannello per generatore di funzioni semplice	L. 4.850
EPS 9465	alimentatore stabilizzato a circuito integrato	L. 4.000
EPS 78041	tachimetro per la bicicletta	L. 2.800
EPS 1234	riduttore dinamico del rumore	L. 3.300
EPS 9743	comando automatico per il cambio delle dispositive	L. 2.500
EPS 4523/9831	le fotografie di Kirlian	L. 7.400
EPS 1473	simulatore di fischio a vapore	L. 3.650
EPS 1471	sintetizzatore di vaporiera	L. 3.400
EPS 9765	iniettore di segnali	L. 2.450

luglio/agosto 1979

EPS HB11 +HB12	austereo: alimentatore+ amplificatore HI-FI da 3W	L. 7.900
EPS HB13	austereo: preamplificatore	L. 8.300
EPS HD4	riferimento di frequenza universale	L. 5.500
EPS 9525	indicatore di picco a LED	L. 4.300
EPS 77005	distorsiometro	L. 5.900
EPS 77059	alimentatore 0-10V	L. 4.200
EPS 77101	amplificatore per autoradio da 4W	L. 3.300
EPS 9398+9399	preamplificatore preco	L. 10.500
EPS HB14	austereo: preamplificatore fono	L. 4.400

settembre 1979

EPS 9797	timer logaritmico per camera oscura	L. 5.800
EPS 9860	PPM: voltmetro di picco AC su scala logaritmica	L. 4.900
EPS 9817-1+2	voltmetro LED con UAA 180	L. 5.900
EPS 9970	oscillographics	L. 5.500
EPS 9952	saldatore a temperatura controllata	L. 4.900
EPS 9827	campi magnetici in medicina	L. 3.600
EPS 9927	mini-frequenzimetro	L. 6.900

ottobre 1979

EPS 9344-1+2	mini tamburo	L. 8.500
EPS 9344-3	generatore di ritmi IC	L. 4.500
EPS 9948	generatore sinusoidale a frequenze fisse	L. 6.000
EPS 9491	segnalatore per parchimetri	L. 3.500
EPS 79026	interruttore a battimano	L. 4.500

novembre 1979

EPS 9401	equin	L. 7.800
EPS 79005	indicatore digitale universale	L. 5.500
EPS 9751	sirene	L. 4.500
EPS 9755-1-2	termometro	L. 9.800
EPS 9325	il "digibell"	L. 7.500
EPS 79075	microcomputer basic	L. 18.500

dicembre 1979

EPS 9987-1-2	amplificatore telefonico	L. 7.900
EPS 79006	gioco "prova forza"	L. 5.700
EPS 79073	costruzione del computer per TV Games (main board)	L. 38.000
EPS 79073-1-2	costruzione del computer per TV Games (power supply e kevboard)	L. 17.500
EPS 9906	alimentatore per microcomputer basic	L. 9.900
EPS 9885	scheda con 4k di RAM	L. 35.000
EPS 9967	modulatore TV UHF/VHF	L. 4.500
EPS 80024	"bus board"	L. 12.900

gennaio 1980

EPS 9984	fuzz-box variabile	L. 4.200
EPS 9965	tastiera ASCII	L. 16.000
EPS 9988	pocket "bagatelle" (gioco di destrezza)	L. 4.500
EPS 9985	contaminuti "chiocciante"	L. 6.300
EPS 9966	elekterminal	L. 17.000
EPS 79519	sintonia a tasti	L. 8.900

febbraio 1980

EPS 9974	rivelatore a prossimità	L. 6.500
EPS 79038	l'estensione delle pagine nell'elekterminal	L. 14.900
EPS 79088-1-2-3	il "digifarad"	L. 10.900
EPS 79514	gate dipper	L. 4.300
EPS 78003	lampeggiatore di potenza	L. 4.500
EPS 79077	semplici effetti sonori	L. 4.500
EPS 78087	chassis di media frequenza	L. 5.500
EPS 79082	decodificatore stereo	L. 5.800
EPS 79095	elekdoorbell	L. 11.000

marzo 1980

EPS 79019	generatore sinusoidale	L. 4.900
EPS 9913-1/2	unità di riverbero digitale	L. 15.000
EPS 79040	modulatore ad anello	L. 6.300
EPS 9753	biglia elettronica	L. 7.400
EPS 80021-1a/2a	sintonia digitale	L. 16.900
EPS 80016	disturbatore elettronico	L. 3.900

aprile 1980

EPS 79650	convertitore per onde corte	L. 4.500
EPS 79039 +pannello	monoselektor	L. 19.000
EPS 79070	stentore	L. 8.500
EPS 79071	assistentor	L. 6.000
EPS 80023	topamp	L. 3.500

maggio 1980

EPS 79024	ricaricatore affidabile	L. 5.000
EPS 80031	toppreamp	L. 9.400
EPS 80054	volete una voce "strana"...? (modulatore ad anello)	L. 4.500
EPS 79093	timer/controller programmab.	L. 6.400
EPS 80009	sewar (effetti sonori con riverbero analogico)	L. 6.900

giugno 1980

EPS 80018-2	antenna "attiva"	
EPS 80019-1	per l'automobile	L. 6.000
EPS 80084	accensione a transistor	L. 9.000
EPS 80086	temporizzatore "intelligente" per tergicristallo	L. 7.500
EPS 80096	misuratore di consumo del carburante	L. 15.000
EPS 80097	fermiamo i ladri! (antifurto)	L. 4.000
EPS 80101	indicatore della tensione della batteria	L. 4.000
EPS 80102	un probe ad astina	L. 4.000
EPS 80109	protezione per la batteria	L. 4.500
EPS 7043b	sussidio da campeggio	L. 4.000

luglio/agosto 1980

EPS 78065	riduttore di luce sensor	L. 4500
EPS 79517	carica batteria automatico	L. 4900
EPS 79505	ammutolitore per disc-jockey	L. 6000
EPS 79114	frequenzimetro per sintetizzatori	L. 5300
EPS 79509	servo amplificatore	L. 3200

settembre 1980

EPS 79513	VSWR meter	L. 1.500
EPS 80027	generatore di colore	L. 3.400
EPS 79033	quizmaster	L. 3.000
sistema d'allarme centralizzato		
EPS 9950	stazione master	L. 4.000
EPS 9950	stazione slave	L. 3.600
EPS 9950	stazione d'allarme	L. 2.000
EPS 9945	consonant	
EPS 9945-F	pannello frontale consonant consonant	L. 16.000

servizio dischi software

uP TV Games four-in-a-row, surround, music box, fun and games, clock	ESS 003	L. 4.800
µP TV Games test patterns, PVI programming space shoot-out	ESS 006	L. 5.500

Tutti i circuiti stampati e i dischi software, sono in vendita presso i migliori rivenditori (indicati altrove in questa rivista) e possono essere richiesti alla nostra Redazione utilizzando il coupon qui sotto

Tagliando d'ordine da inviare a: J.C.E.-Elektor, Div. EPS-ESS - Via dei Lavoratori 124 - 20092 Cinisello B.

Nome ____________________

Cognome ____________________

Via ____________________ n° ______

Città ____________________ CAP ______

Firma ____________________

Data ____________________

Codice fiscale (indispensabile per le aziende) ____________________

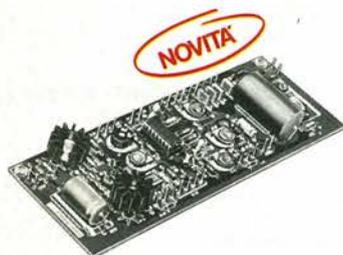
Inviatemi il seguente materiale, pagherò al postino l'importo indicato nel n° 16 di Elektor + spese di spedizione.
Termini di consegna:
EPS 60gg dalla data di ricevimento dell'ordine
ESS 60gg dalla data di ricevimento dell'ordine

EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	ESS

elektor kit

Un servizio Kuriuskit per gli appassionati di autocostruzione elettronica

Kuriuskit mette a disposizione alcuni kit basati sui montaggi pubblicati sulla rivista Elektor

GENERATORE DI FUNZIONI SEMPLICE KE 103

Il generatore di funzioni è un apparecchio universale ed utilissimo

Alimentazione: 15 Vc.a.
Campo di frequenza (8 gamme): 10 Hz ÷200 KHz
Funzioni d'uscita: Sinusoidale-triangolare-quadra-impulsi
Tensione d'uscita: da 0 a 1 V
Impedenza d'uscita: circa 5 Ω
Distorsione onda sinusoidale: 0,5%

L. 61.000

ESPERIMENTI IN MEDICINA KE 101

Questo semplice apparecchietto produce un campo magnetico alternato, adatto all'impiego medico.

Alimentazione: 9 Vc.c.
Assorbimento: 10 mA
Frequenza di oscillazione: da 2,5 Hz a 14,2 Hz

L. 14.000

INTERRUTTORE A BATTIMANO KE 102

Il lettore s'immagini d'essere seduto nel suo salotto, confortato dalla compagnia di alcuni amici, allorchè nota che il tramonto inizia a ridurre la luce esterna. Al momento egli batte le mani, ed - oplà - si accendono le lampadine! Il lettore, ha risparmiato il fastidio di alzarsi dalla confortevole poltrona.

Alimentazione: 9 Vc.c.

L. 17.500

ogni kit comprende:
piastra a circuito stampato originale Elektor + componenti

IN VENDITA PRESSO TUTTE LE SEDI G.B.C. italiana

se..... sei un rivenditore di materiale elettronico

puoi..... distribuire i componenti dei montaggi di Elektor, i circuiti stampati (EPS) e le riviste

Per maggiori informazioni spedire questo tagliando a:

Elektor - Via dei Lavoratori 124 - 20092 Cinisello Balsamo - oppure telefonare ai numeri 6173441 - 6172671 - 6172641 chiedendo della signorina Marta Menegardo.

Ditta ______________________________

Via ______________________________ n° ______

Città ______________________________ C.A.P. ______

Siamo interessati a ricevere ulteriori informazioni sulla possibilità di diventare rivenditori di Elektor.

CHI E DOVE

Distributori della rivista Elektor e dei suoi circuiti stampati.

MDM Elettronica
Via Sbarre inf. Tr. XI di V.le Moro
89100 Reggio Calabria

Ditta Tosi Stefano Elettronica
Via R. Fucini, 8/10
56025 Pontedera

Elettronica Alberti
Componenti Elettronici - Kits
Via G. Spontini, 23
00043 Ciampino (RM)

C.E.L. di Langella Olimpo & F.sco s.n.c.
Via S. Anna alle Paludi, 126
80142 Napoli

Luca Elettronica
Via Lombardi, 3
40139 Bologna

Gray Electronic
Via Nino Bixio, 32
22100 Como

Forel Elettronica
Via Italia, 50
60015 Falconara

CSE F.lli lo Furno
Via L. Tolstoi, 14
20051 Limbiate (MI)

BMP s.n.c. di Benevelli e Prandi
Via Porta Brennone, 9/b
42100 Reggio Emilia

Simet di Sannino Genovese Donato
Via Zara, 46
84100 Salerno

C.P.E.
Via Appia, 279
04028 Scauri (LT)

Fototecnica
Via X Giornate, 4
25100 Brescia

De Do Electronic Fittig di Malatesta F.&C. s.r.l.
Via. F. Crispi, 9
64100 Teramo

HOBBYSTA!

A CIAMPINO (ROMA)

Trovi tutti i Kits e componenti da:

Elettronica Alberti
Via G. Spontini, 23
(P.zza Kennedy - Staz. di Ciampino)

FOREL Elettronica
Via Italia, 50
60015 FALCONARA (AN)
Tel. 071/917.103.9

7400	350	4017	1000
7402	350	4023	400
74LS04	350	4027	600
74LS05	350	4029	1300
7407	350	4040	1100
7413	500	4042	1000
7430	350	4046	1350
7432	350	4049	500
7442	800	4050	500
7445	1000	4066	500
7448	950	4069	400
7473	450	4081	400
7474	450	4093	650
7485	1000	4511	1300
7490	600	4514	2800
7493	700	4518	1200
74121	600	4520	1200
74123	900	4528	1600
74132	900	CA 3161	1600
74151	850	CA 3162	6000
74LS154	1200	LF 356H	2200
74LS155	800	LF 357N	1500
74157	850	LM 301N	600
74161	900	LM 311N	800
74LS174	850	LM 339N	900
74193	1050	LM 556N	1000
74LS241	1750	LM 723H	900
74LS251	900	LM 3900	1200
4000	400	NE 555N	500
4001	400	TL 084	2000
4011	400	TDA 2002	1850
4012	400	UA 709H	750
4013	500	UA 741N	700
4015	1000	UA 747N	700
4016	500	UAA 170	3000
		UAA 180	3000

Spedizione in Contrassegno. I prezzi sono al netto di IVA. Spese di spedizione a carico dell'acquirente.
Ordine minimo. L. 5000.

Per la realizzazione dei Vostri progetti affidatevi al Servizio SPES (Spediz. Postale Espresso)
Abbiamo disponibili a stock componenti delle migliori case:

CONSUMER MICRO LTD
EXAR
INTERSIL
LSI computer syst.
MOTOROLA
NATIONAL
RETICON
TEXAS
RCA etc.

Spediz. postale al costo ordine minimo L. 10.000 spese escluse.
Pagamento contrassegno.

ELECTRONIC
Via Nino Bixio, 32
Tel. 031/557424
COMO

CONTINUA L'ECCEZIONALE OFFERTA DI NUMERI ARRETRATI!

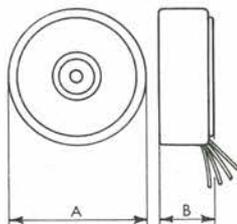
Per chi ha scoperto Elektor in ritardo e desidera avere tutti i fascicoli arretrati del 1979, offriamo con uno sconto eccezionale 6 numeri (giugno, luglio/agosto (speciale 100 circuiti) settembre, ottobre, novembre, dicembre)

L. 7.000
anzichè ~~14.000~~

Per l'ordinazione utilizzate l'apposita cartolina inserita nella rivista.

TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE TOROIDALI

CARATTERISTICHE GENERALI
- Basso flusso disperso
- Alto rendimento
- Assenza di ronzio
- Dimensioni ridotte

Corredati di:
1 rondella metallica
2 dischi isolanti
1 vite
ENTRATE: 220 V

POTENZA (VA)	DIMENSIONI (mm)		PESO (kg)
	A	B	
50	70	40	0,9
80	90	30	1
120	90	40	1,2

USCITE			CODICE G.B.C.
50 VA			
6 V - 8,32 A	**2x6 V** - 4,16 A	**12 V** - 4,16 A	HT/3304-00
9 V - 5,54 A	**2x9 V** - 2,77 A	**18 V** - 2,77 A	HT/3304-01
12 V - 4,16 A	**2x12 V** - 2,08 A	**24 V** - 2,08 A	HT/3304-02
15 V - 3,33 A	**2x15 V** - 1,66 A	**30 V** - 1,66 A	HT/3304-03
18 V - 2,77 A	**2x18 V** - 1,38 A	**36 V** - 1,38 A	HT/3304-04
24 V - 2,08 A	**2x24 V** - 1,04 A	**48 V** - 1,04 A	HT/3304-05
80 VA			
6 V - 13,32 A	**2x6 V** - 6,66 A	**12 V** - 6,66 A	HT/3305-00
9 V - 8,88 A	**2x9 V** - 4,44 A	**18 V** - 4,44 A	HT/3305-01
12 V - 6,66 A	**2x12 V** - 3,33 A	**24 V** - 3,33 A	HT/3305-02
15 V - 5,32 A	**2x15 V** 2,66 A	**30 V** - 2,66 A	HT/3305-03
18 V - 4,44 A	**2x18 V** - 2,22 A	**36 V** - 2,22 A	HT/3305-04
24 V - 3,32 A	**2x24 V** - 1,66 A	**48 V** - 1,66 A	HT/3305-05
120 VA			
6 V - 20 A	**2x6 V** - 10 A	**12 V** - 10 A	HT/3306-00
9 V - 13,32 A	**2x9 V** - 6,66 A	**18 V** - 6,66 A	HT/3306-01
12 V - 10 A	**2x12 V** - 5 A	**24 V** - 5 A	HT/3306-02
15 V - 8 A	**2x15 V** - 4 A	**30 V** - 4 A	HT/3306-03
18 V - 6,66 A	**2x18 V** - 3,33 A	**36 V** - 3,33 A	HT/3306-04
24 V - 5 A	**2x24 V** - 2,5 A	**48 V** - 2,5 A	HT/3306-05
36 V - 3,32 A	**2x36 V** - 1,66 A	**72 V** - 1,66 A	HT/3306-06
48 V - 2,50 A	**2x48 V** - 1,25 A	**96 V** - 1,25 A	HT/3306-07

GRUPPI DI CONTINUITÀ

Nel caso di **interruzione della tensione di rete** questi **gruppi automatici di continuità,** a onda rettangolare, intervengono istantaneamente e l'apparecchio a 220 V - 50 Hz che state usando **continua a funzionare.**

CARATTERISTICHE GENERALI
Tensione di alimentazione: 220 Vc.a.
Tensione di uscita: 220 V - 50 Hz ±5%
Temperatura ambiente: −10 +55 °C

POTENZA NOMINALE	TEMPO DI INTERVENTO	AUTO-NOMIA	MOD.	CODICE G.B.C.
60 VA	15 ms	60'	EM60P	HT/4650-00
100 VA	15 ms	30'	EM100	HT/4650-05
250 VA	15 ms	40'	EM250	HT/4650-10
100 VA	istantaneo	30'	ENB100	HT/4650-15

Transformers and coils EICT

G.B.C. *italiana*

TRASFORMATORI DI ALIMENTAZIONE A NORME IEC

1 VA

TERMINALI A SALDARE PER C.S.
Il fissaggio orizzontale presenta un'elevata resistenza alle vibrazioni ed agli urti.
Ingombro massimo: 33x27x30 mm ①
ENTRATE: 220 V

USCITE	CODICE G.B.C.
6 V - 200 mA	HT/3568-00
9 V - 130 mA	HT/3568-01
12 V - 100 mA	HT/3568-02
15 V - 80 mA	HT/3568-03
24 V - 50 mA	HT/3568-04
2x15 V - 2x40 mA	HT/3568-06
2x20 V - 2x30 mA	HT/3568-07

2 VA

TERMINALI A SALDARE PER C.S.
Il fissaggio orizzontale presenta un'elevata resistenza alle vibrazioni ed agli urti.
Ingombro massimo: 39x33x32 mm ①
ENTRATE: 220 V

USCITE	CODICE G.B.C.
6 V - 400 mA	HT/3572-00
9 V - 250 mA	HT/3572-01
12 V - 200 mA	HT/3572-02
15 V - 160 mA	HT/3572-03
24 V - 100 mA	HT/3572-04
2x15 V - 2x85 mA	HT/3572-06
2x20 V - 2x65 mA	HT/3572-07

6 VA

TERMINALI A SALDARE IN OTTONE STAGNATO
Varie possibilità di fissaggio con **due squadrette in nylon HT/3731-50** inserite nel pacco del trasformatore
Ingombro massimo: 48x40x43 mm ②
ENTRATE: 110/220 V serie/parallelo

USCITE	CODICE G.B.C.
6 V - 1 A; **12 V** - 0,5 A **6 V** - 0,5 A/**6 V** - 0,5 A	HT/3731-01
12 V - 0,5 A; **24 V** - 0,25 A **12 V** - 0,25 A/**12 V** - 0,25 A	HT/3731-02
24 V - 0,25 A;**48 V** - 0,125 A **24 V** - 0,125 A/**24 V** - 0,125 A	HT/3731-03
6 V - 0,3 A; **12 V** - 0,3 A **18 V** - 0,3 A	HT/3731-05
6 V - 0,2 A; **24 V** - 0,2 A **30 V** - 0,2 A	HT/3731-06
9 V - 0,6 A; **18 V** - 0,3 A **9 V** - 0,3 A/**9 V** - 0,3 A	HT/3731-07

10 VA

TERMINALI A SALDARE IN OTTONE STAGNATO
Varie possibilità di fissaggio con **quattro squadrette in nylon HT/3731-50** inserite nel pacco del trasformatore.
Ingombro massimo: 57x48x51 mm ②
ENTRATE: 110/220 V serie/parallelo

USCITE	CODICE G.B.C.
6 V - 1,6 A; **12 V** - 0,8 A **6 V** - 0,8 A/**6 V** - 0,8 A	HT/3734-01
12 V - 0,8 A; **24 V** - 0,4 A **12 V** - 0,4 A/**12 V** - 0,4 A	HT/3734-02
24 V - 0,4 A; **48 V** - 0,2 A **24 V** - 0,2 A/**24 V** - 0,2 A	HT/3734-03
6 V - 0,55 A; **12 V** - 0,55 A **18 V** - 0,55 A	HT/3734-04
6 V - 0,33 A; **24 V** - 0,33 A **30 V** - 0,33 A	HT/3734-05
9 V - 1,1 A;**18 V** - 0,55 A **9 V** - 0,55 A/**9 V** - 0,55 A	HT/3734-06

15 VA

NEW

TERMINALI A SALDARE IN OTTONE STAGNATO
Varie possibilità di fissaggio con **quattro squadrette in nylon HT/3736-95** inserite nel pacco del trasformatore.
Ingombro massimo: 57 x 48 x 48 mm ③
ENTRATE: 110/220 V serie/parallelo

USCITE	CODICE G.B.C.
6 V - 2,5 A; **2 x 6 V** - 1,25 A **12 V** - 1,25 A	HT/3736-10
12 V - 1,25 A; **2 x 12 V** - 0,625 A **24 V** - 0,625 A	HT/3736-30
15 V - 1 A; **2 x 15 V** - 0,5 A **30 V** - 0,5 A	HT/3736-40
18 V - 0,83 A; **2 x 18 V** - 0,416 A **36 V** - 0,416 A	HT/3736-50

30 VA

TERMINALI A SALDARE IN OTTONE STAGNATO
Varie possibilità di fissaggio con **quattro squadrette in nylon HT/3740-95** inserite nel pacco del trasformatore.
Ingombro massimo: 68x58x60 mm ③
ENTRATE: 110/220 V serie/parallelo

USCITE	CODICE G.B.C.
6 V - 5 A; **12 V** - 2,5 A **6 V** - 2,5 A/**6 V** - 2,5 A	HT/3740-10
9 V - 3,3 A;**18 V** - 1,65 A **9 V** - 1,65 A/**9 V** - 1,65 A	HT/3740-20
12 V - 2,5 A; **24 V** - 1,25 A **12 V** - 1,25 A/**12 V** - 1,25 A	HT/3740-30
15 V - 2 A; **30 V** - 1 A **15 V** - 1 A/**15 V** - 1 A	HT/3740-40
18 V - 1,7 A; **36V** - 0,75 A **2x18 V** - 2x0,85 A	HT/3740-50
24 V - 1,2 A; **48 V** - 0,6 A **2x24 V** - 2x0,6 A	HT/3740-60

50 VA

NEW

TERMINALI A SALDARE IN OTTONE STAGNATO
Varie possibilità di fissaggio con **quattro squadrette in nylon HT/3744-95** inserite nel pacco del trasformatore.
Ingombro massimo: 75 x 63 x 71 mm ③
ENTRATE: 110/220 V serie/parallelo

USCITE	CODICE G.B.C.
12 V - 4,16 A; **2x12 V** - 2,08 A **24 V** - 2,08 A	HT/3744-30
15 V - 3,33 A; **2x15 V** - 1,66 A **30 V** - 1,66 A	HT/3744-40
18 V - 2,77 A; **2x18 V** - 1,38 A **36 V** - 1,38 A	HT/3744-50
24 V - 2,08 A; **2x24 V** - 1,04 A **48 V** - 1,04 A	HT/3744-60

DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA

CONCORSO INTERNAZIONALE

"Metti un progetto in scatola"

Stiamo parlando delle scatole di conserva o di bevande soprattutto di queste ultime. I barattoli, per meglio intenderci, da gettare quando sono vuoti. Si possono utilizzare? Questa domanda ha suggerito il concorso "METTI UN PROGETTO IN SCATOLA".

Abbiamo parlato di scatola e barattolo, e potremmo dire anche lattina, di quelle per bevande gasate. Non andate a prendere quelle grandi da olio lubrificante. Potrete invece usare due o più lattine uguali, se il progetto lo richiede.

L'esame dei lavori terrà conto:

— della novità e della spontaneità

— della possibilità di realizzazione (fotografia gradita, non mandate prototipi)

I lavori devono arrivare alla redazione di Elektor, via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B. (MI) entro il 30 settembre 1980. I lavori premiati saranno pubblicati.

E i premi? Sorpresa! Vi diciamo, per altro, che non saranno soltanto attrezzature elettroniche. Al contrario, come è stato fatto nelle altre edizioni europee, pensiamo ad altri generi di premi, consoni al carattere di fantasia che distingue il concorso.

I giudizi saranno definitivi. Pur con rammarico, non potremo prendere in considerazione alcuna corrispondenza relativa al concorso, ma solo i progetti. Chi desidera il progetto di ritorno, è pregato di allegare una busta col proprio indirizzo.

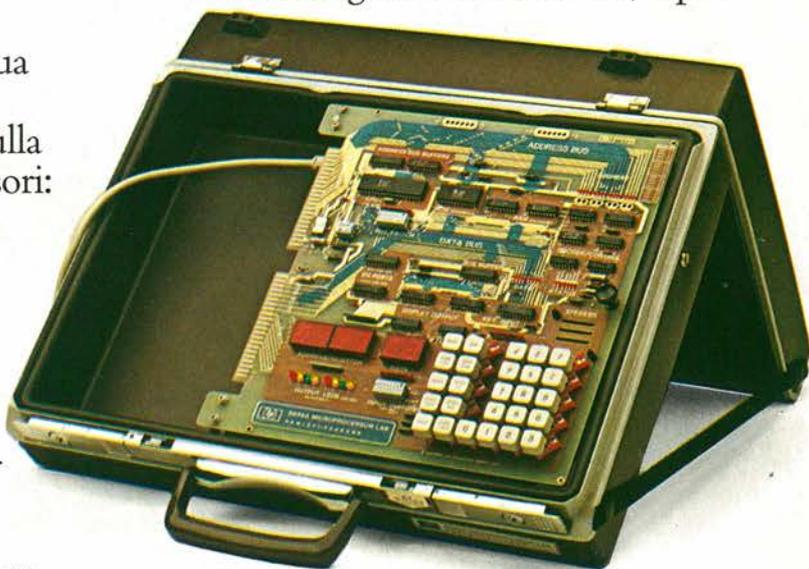
Praticamente unico.

Finalmente un testo pratico che serve davvero a mettere le mani sui Sistemi a microprocessore.

Fino ad oggi, i libri di testo sui microprocessori erano più che altro dedicati ai progettisti, ed erano molto teorici.

Ecco, invece, un manuale essenzialmente pratico, in lingua italiana, che insegna tutto sull'hardware, sul software e sulla ricerca guasti nei microprocessori: sono circa 460 pagine che comprendono 20 lezioni complete di introduzioni, riassunti e quiz pratici per meglio memorizzare le nozioni.

In più, le appendici contengono tutta la documentazione sia di hardware che di software necessaria.

Il libro è curato dalla Hewlett-Packard, di cui segnaliamo qui tra l'altro il laboratorio portatile 5036A, una valigetta completa di microcomputer e alimentatore, espressamente ideata per eseguire gli esperimenti che si susseguono nel volume, e per l'addestramento alla ricerca guasti nei Sistemi a microprocessore.

TAGLIANDO D'ORDINE, da inviare a:
Jackson Italiana Editrice,
p.le Massari 22, 20125 Milano

Inviatemi N° copie del volume: "Practical Microprocessors: hardware, software e ricerca guasti", al prezzo di Lit. 35.000 cad. più le spese di spedizione.
☐ pagherò al postino.
☐ allego assegno (in questo caso la spedizione è gratuita).

Nome Cognome ____________
Posizione ____________
Ditta ____________
Codice fiscale (per le ditte) ____________
Via ____________
Città ____________ CAP ______

SK 9/80

Per ulteriori informazioni indicare il Rif. P 153 sulla cartolina

selektor

Acqua calda dal congelatore

Il costo dell'energia è aumentato considerevolmente in questi ultimi anni e non sembra certo che possa diminuire. È il momento di fare qualche passo avanti nella conversazione dell'energia in un settore che, fino a poco tempo fa, era preso in considerazione solo a livello accademico.

Consumo energetico dei congelatori

Attualmente, in Inghilterra circa il 47% delle abitazioni è dotata di un congelatore. Recentemente si è verificato una calo vendite annue. Il motivo sembra essere il notevole assorbimento energetico di questi. Come si possono comparare questi con le altre apparecchiature di uso domestico? In figura 1 sono riportate le tipiche richieste di energia per la casa. Circa l'84% è ricavato da sorgenti primarie come gas o carbone e da sorgenti secondarie come elettricità, coke o olio combustibile. Il 10% viene sfruttato per il riscaldamento dell'acqua. I 450 milioni di apparecchiature elettriche domestiche comprese radio, televisori e impianti di illuminazione consumo globalmente soltanto il 6% dell'energia totale. Quindi, per quanto le apparecchiature ad uso domestico sfruttino solo una percentuale minima del consumo energetico totale, sono giustificati gli sforzi a livello industriale per ridurre i consumi di energia. Nel 1978, il 25% del totale era dovuto all'energia elettrica ad uso domestico. La figura 2 mostra le tre apparecchiature di maggiore consumo nella cucina. Il 17% del totale va attribuito a sistemi di refrigerazione una potenza non superiore a 100 - 150 W, la notevole quantità di energia consumata e giustificata dal fatto che questi funzionano pressoché continuamente. L'assorbimento totale di corrente può essere equamente suddiviso tra frigoriferi e congelatori. Il solo consumo dovuto ai congelatori (6.5 GWh ogni anno) corrisponde al consumo dei macchinari agricoli oppure - per fare un'altro esempio - a circa il 70% della richiesta per il traffico ferroviario e stradale. Ci sarebbe, quindi,un notevole miglioramento se si potesse recuperare l'energia dispersa nei congelatori. Anche se solo una parte venisse usata per il riscaldamento, si tratterebbe comunque di un notevole progresso dal punto di vista dell'economia. La figura 3 illustra le curve di assorbimento in funzione della capacità per frigoriferi e congelatori. Questi ultimi normalmente hanno un maggior rendimento, essendo meglio isolati.

Bilancio tra energia e trasferimento di calore

Un congelatore dalla capacità di 300 litri - indicato per una famiglia di quattro perso-

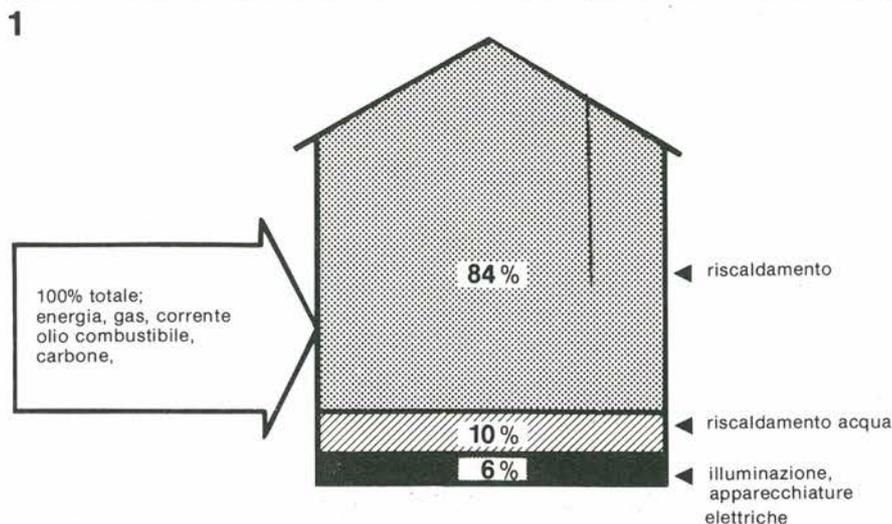



Figura 1. L'uso dell'energia nell'ambiente domestico.

Figura 2. Assorbimento di energia in cucina.

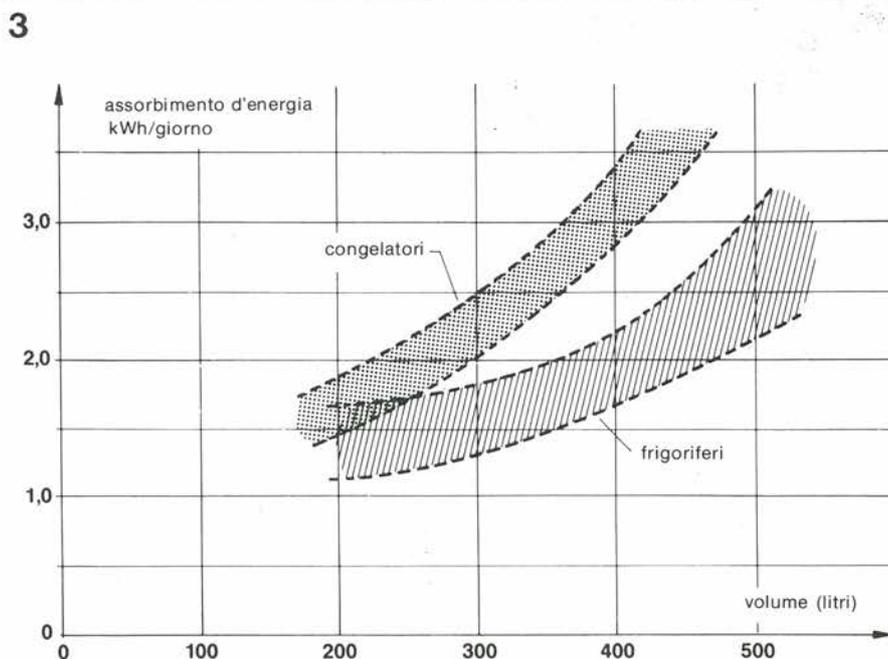



Figura 3. Consumo d'energia dei congelatori.

4

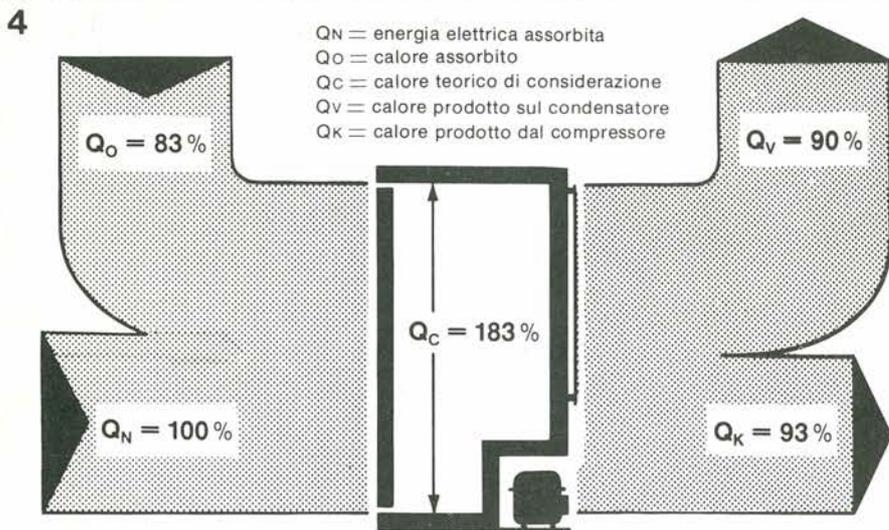



Figura 4. Trasferimento di calore in un congelatore.

5

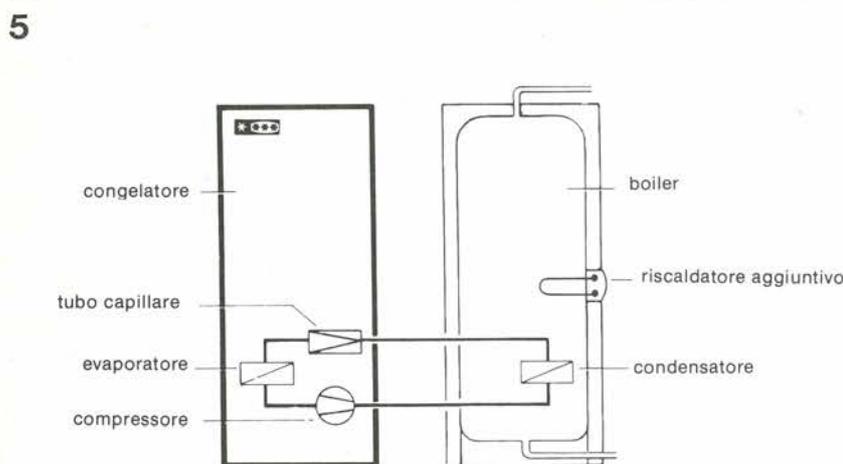



Figura 5. Un congelatore con un sistema di trasferimento del calore.

6

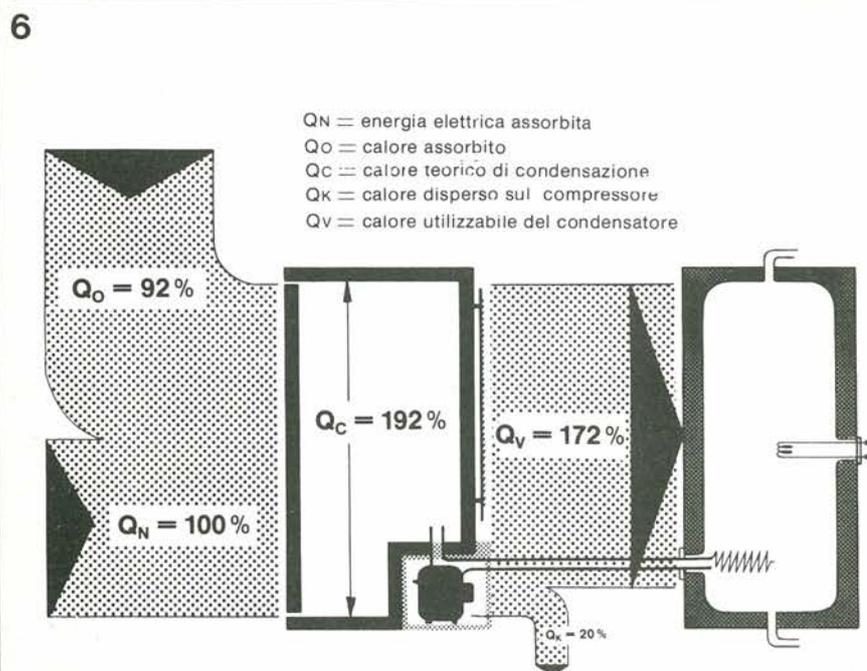



Figura 6. Congelatore con sistema di trasferimento del calore.

ne - consuma mediamente 2.3 kWh al giorno.
Questa energia viene trasformata in calore nel compressore e nel circuito di raffreddamento. Il bilancio energetico è riportato in figura 4. L'energia elettrica assorbita Q_N normalizzata al 100% viene usata come termine di riferimento. Q_O viene assorbita dall'esterno per mezzo dell'evaporatore. Questa quantità normalmente corrisponde al calore che penetra all'interno del congelatore attraverso le guarnizioni del portello, ecc. Il calore teorico di considerazione Qo rappresenta il calore totale, in misura del 183%. Di questo, il 90% è il calore Q_V emesso dal condensatore, mentre il 93% è il calore Q_K prodotto dal compressore.
Questo bilancio energetico mostra come sia relativamente facile trasferire parte del calore emesso per riscaldare l'acqua. A questo scopo il condensatore viene sostituito con un condensatore a serpentina, immerso in un serbatoio per l'acqua, cosicché il calore Q_V può essere usato direttamente per il riscaldamento dell'acqua. Un riscaldamento addizionale mantiene la temperatura desiderata, e provvede in caso di picchi di consumo dell'acqua calda.
La sezione trasversale di figura 5 mostra com'é costruito un simile sistema. Il congelatore è collegato allo scaldaacqua per mezzo di tubi, nei quali scorre il liquido refrigerante. In questo modo, il 90% dell'energia assorbita dal congelatore può essere sfruttata per scaldare l'acqua fino ad una temperatura di circa 60°. Usando una semplice tecnica, è possibile aumentare del 100% e anche oltre il calore trasferito. Questo è possibile in quanto il sistema si comporta in maniera analoga ad una pompa idraulica. In questo procedimento, il compressore gioca un ruolo importante. Se questo viene isolato dall'ambiente circostante, si può installare un radiatore a olio per recuperare circa l'80% del calore. Lo schema di funzionamento di questo sistema e riportato in figura 6. I valori riportati in questo schema sono abbastanza tipici. La temperatura di considerazione $T_C = 50°$ e la temperatura di evaporazione $T_O = 30°$, corrispondono a valori comuni per i congelatori.
Si assume un tempo di lavoro per il compressore pari al 100%, quindi di continuo. Q_N rappresenta l'assorbimento di energia elettrica, normalizzato a 100%. Il raffreddamento ottenuto, Q_C, pari a 92%, è leggermente superiore che nel caso precedente, in figura 4. Questo poiché le relazioni termiche del circuito di raffreddamento sono state modificate. Circa il 20% del calore teorico di condensazione Q_C, pari a 192%, va perso a causa di trasmissione e irradiazione nel compressore. Resta disponibile $Q_V = 172\%$ a scopo di riscaldamento. Quindi il calore effettivamente prodotto è maggiore di un fattore 1.72 dell'assorbimento di energia elettrica.
Il calore in eccesso viene assorbito dall'ambiente circostante al congelatore. Sottraendo calore, il sistema si può dimostrare utile per raffreddare le cantine. Un ulteriore vantaggio è che non sono indispensabili altre sorgenti di energia. Per evitare

l'accoppiamento termico tra congelatore e riscaldatore, questi ovviamente devono essere installati in locali diversi.

Considerazioni economiche

Il condensatore a serpentina, il compressore isolato con radiatore a olio, vari controlli e dispositivi di sicurezza vengono a costare in totale £ 230.000 circa. Supponendo che il sistema in opera consenta un risparmio annuale di circa £ 76.000, questo si ripaga da solo in circa 3 anni. Comparandolo con altri sistemi di riscaldamento dell'acqua, questo è il più economico. Si ottiene un risparmio anche nell'ipotesi di riscaldamento a combustibile.

La figura 7 presenta l'intero sistema, com'é attualmente disponibile. Venti sistemi come questo son stati sottoposti a collaudo, e funzionano ancora perfettamente dopo circa 18 mesi di lavoro. La figura 8 dà un'idea dei componenti usati nel congelatore. Sono chiaramente visibili i due tubi isolati attraverso i quali il liquido refrigerante trasferisce il calore prodotto dal condensatore e dal radiatore a olio. Nei tubi di ritorno, il refrigerante è a temperatura ambiente e quindi non è richiesto l'isolamento.

I quattro tubi sono le uniche connessioni tra il congelatore e il riscaldatore. Il bolier mostrato in figura, del tipo installato in una casa moderna ha una capacità di 290 litri, (indicato per una famiglia di quattro persone).

Considerazione tecnica

Mentre il congelatore non richiede di essere continuamente raffreddato, la richiesta di acqua calda dipende dall'ora del giorno e anche dal giorno della settimana (figura 9). Nel diagramma superiore è riportata la dipendenza del consumo medio orario per una famiglia di quattro persone in un giorno tipico della settimana.

Ci sono variazioni considerevoli del consumo durante la settimana. Il grafico inferiore mostra, con un'analisi semplificata, il consumo totale. Questo è in relazione con il giorno della settimana, il consumo e il rapporto di efficienza del boiler sono espressi in kWh, in altre parole è l'energia richiesta dal boiler. Il grafico evidenzia anche l'energia che un congelatore da 300 litri di capacità può fornire per il riscaldamento dell'acqua. Con un rapporto nominale 1.72, circa 4 kWh corrispondenti al 46% dell'energia richiesta possono essere forniti dal congelatore. La capacità del boiler 290 litri, è scelta proporzionalmente alla capacità di raffreddamento di 300 litri del congelatore. Il riscaldatore aggiuntivo viene usato esclusivamente per fornire l'acqua calda in eccesso richiesta nei picchi di consumo.

Otto Koehn, 15ª conferenza tecnica AEG-Telefunken

7

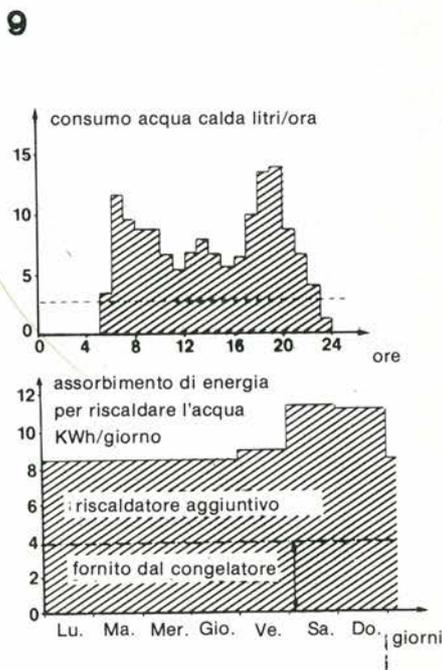
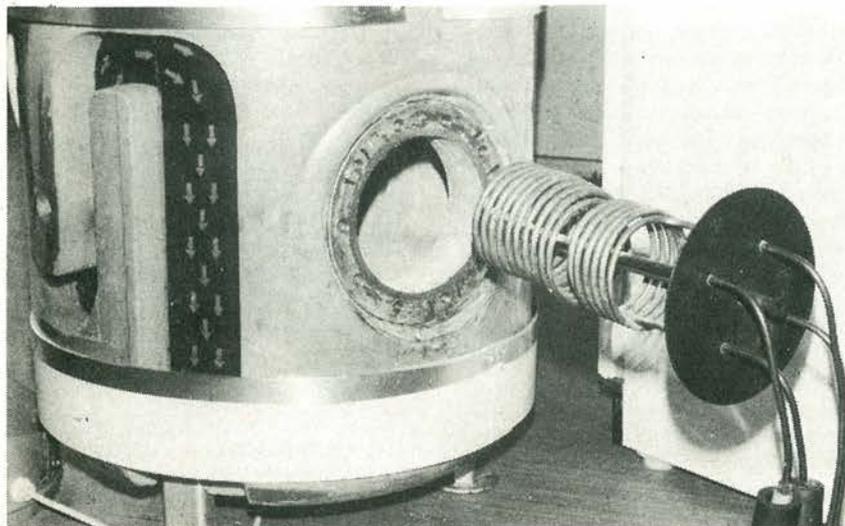



Figura 9. Richieste specifiche di acqua calda per una famiglia di quattro persone. Temperatura ottenuta=60°C.

1

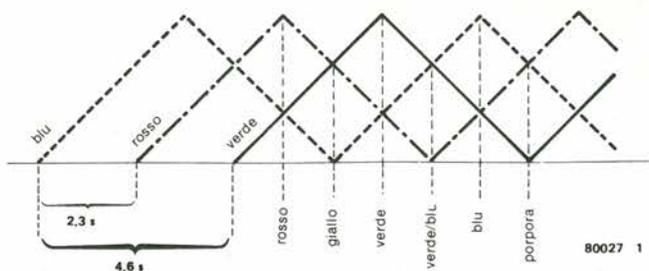



Figura 1. I tre colori primari vengono sfumati come si vede in questo diagramma; il risultato è una luce di intensità quasi costante che scandisce lo spettro ogni 7 secondi.

Generatore di colore

L'uso di luci colorate per un display d'effetto

Esistono numerosi circuiti per produrre effetti di luci - ma questo si differenzia dagli altri. Genera una quantità di luce praticamente costante, che si sposta nello spettro cromatico. nell'uso come illuminazione indiretta, produce un piacevole effetto che può essere sfruttato in ogni tipo di applicazione: party (sia all'interno che in ambiente esterno), vetrine di negozi, e come anche "giochi di luci" in giardino.

W.H.M. van Dreumel

Il circuito è composto da tre sezioni pressoché identiche. Il cuore di ognuna di queste sezioni è un'integrato Siemens, tipo S 566B*, progettato per l'applicazione di controllo di luce "touch" (vedi Elektor, luglio/agosto 79). Quando l'ingresso di controllo dell'IC è attivo in modo continuo, fornisce un segnale di pilotaggio per un triac che fa periodicamente accendere e spegnere in modo graduale la lampada.
Il ciclo completo ha una durata di circa 7 secondi.
Usando tre di questi IC e sfasando i loro cicli di circa 2 1/3 sec, si ottengono tre cicli, parzialmente sovrapposti, come si vede in figura 1. Ogni IC controlla una lampada con un colore primario diverso: rosso, verde e blu. Se le tre lampade vengono dirette contro uno schermo bianco, il colore risultante scandisce tutto lo spettro dei colori in circa 7 secondi.
Uno schema a blocchi del circuito è riportato in figura 2.

Il circuito

Il circuito completo è presentato in figura 3. La configurazione base è simile al controllo "touch" citato precedentemente. I blocchi costruiti su T4 e T5 generano i corretti ritardi di tempo, all'atto dell'accensione. P1 e P2 regolano questi ritardi *iniziali* a circa 2 1/3 e 4 2/3 secondi rispettivamente. La circuitazione interna degli IC garantisce che questi ritardi vengano mantenuti indefinitamente, una volta correttamente generati. Notare che questo significa che l'unità deve essere ripetutamente accesa e spenta, per valutare l'effetto della regolazione di P1 e P2. Come nel circuito originale, R1 e C1 vengono usati per ricavare l'alimentazione a 15 volt dalla tensione di rete. Un diodo zener, D1, si occupa della stabilizzazione.
Lo stampato e la disposizione dei componenti sono riportati in figura 4 e 5. Si deve prestare attenzione al fatto che tutto il circuito è connesso alla tensione di rete. Questo significa che il circuito deve essere montato in un contenitore isolante; particolare prudenza durante l'operazione di taratura dei tempi di ritardo.

* Notare che non si può usare in questo circuito l'integrato NE 566! Questo IC è un generatore di funzioni - non ha niente in comune con l'IC S 566B.

2

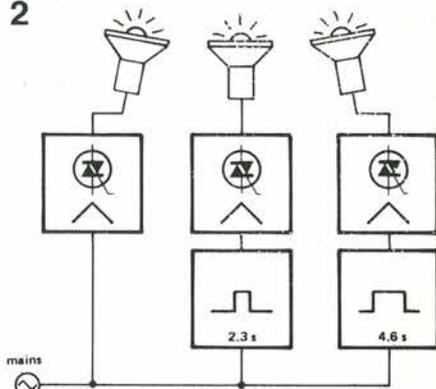



Figura 2. Schema a blocchi.

Elenco dei componenti

Resistenze:
R1 = 330 Ω/1 W
R2,R5,R10 = 1M5
R6,R7,R11 = 4M7
R3,R4,R8,R9,R12,R13 = 470 k
R14,R16,R18 = 10 k
R15,R17,R19 = 120 Ω
R20,R21 = 100 k
P1,P2 = 470 k preset

Condensatori:
C1 = 220 n/400 V
C2 = 47 μ/25 V
C3,C6,C9 = 470 n/400 V
C4,C5,C7,C8,C10,C11 = 47 n
C12,C13,C14 = 150 n/400 V
C15,C16 = 100 n

Semiconduttori:
IC1,IC2,IC3 = S 566B (Siemens) vedi nota!
T1,T2,T3 = BC 107B, BC 547B o equ.
T4,T5 = BC 177B, BC 557B o equ.
Tri1,Tri2,Tri3 = 2 A/400 V triac (es: TIC 226D, Texas Instruments)
D1 = 15 V/1 W diodo zener
D2 = 1N4001
D3,D4 = 4,7 V/250 mW diodo zener

Varie:
L1,L2,L3 = 50 μH/2 A nucleo toroidale
F1,F2,F3 = 2 A fusibile ritardato, montaggio c.s.
La1 = lampada blu max. 400 W
La2 = lampada verde max. 400 W
La3 = lampada rossa max. 400 W

3

* vedi testo

T1 . . . T3 = BC 547B
T4,T5 = BC 557B

Ⓐ = ROSSO Ⓑ = BLU Ⓒ = VERDE

80027 3

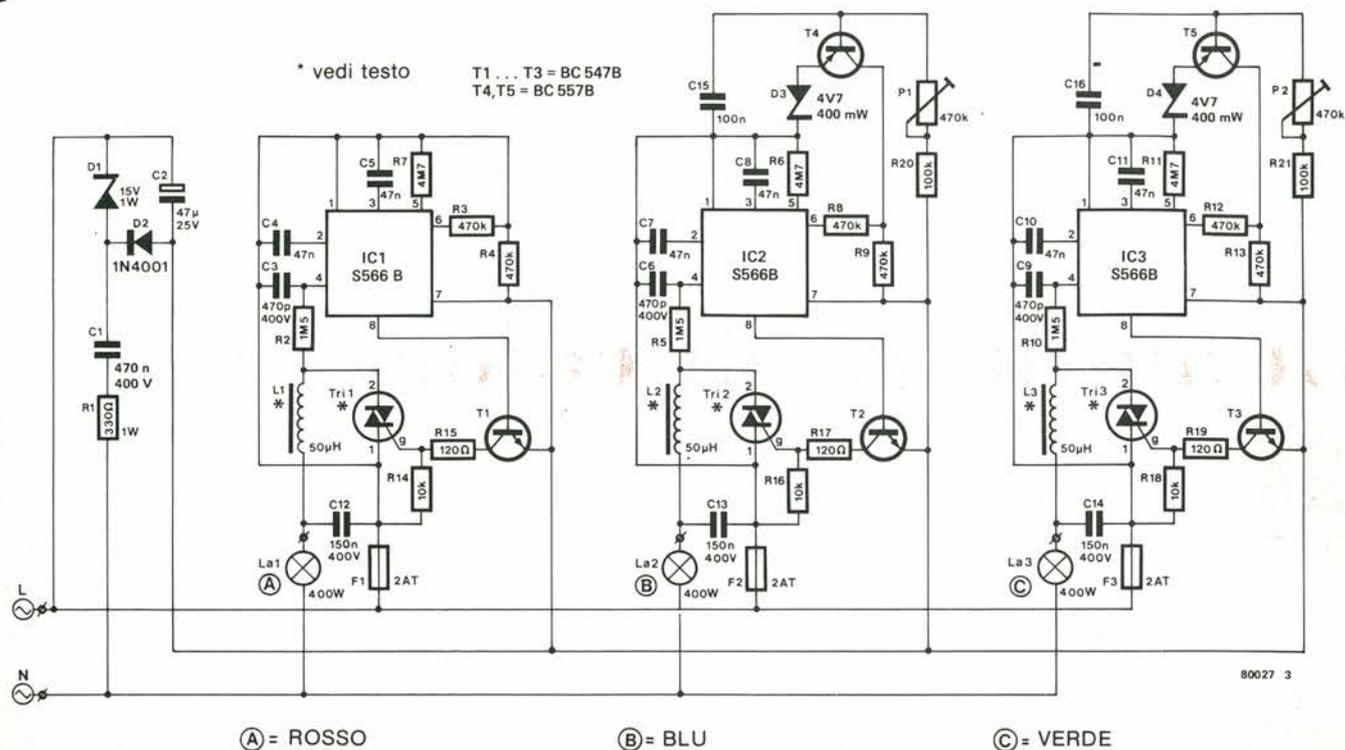



Figura 3. Lo schema completo del generatore di colori.

4

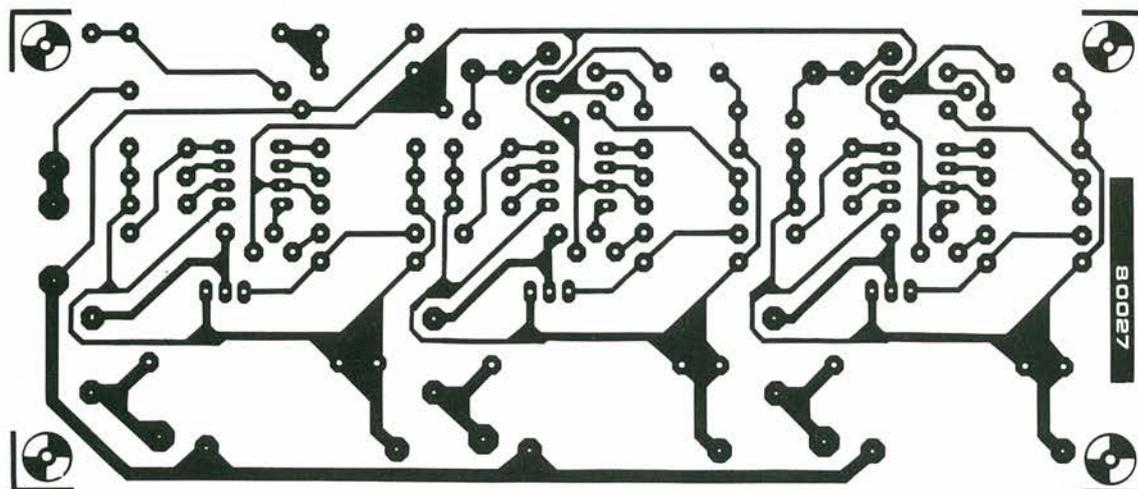



Figura 4. Il circuito stampato.

5

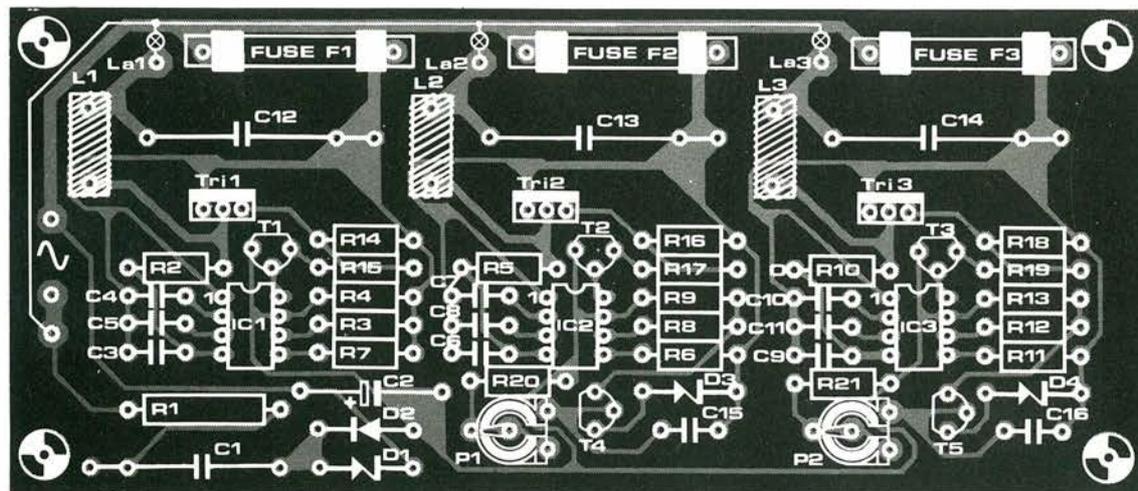
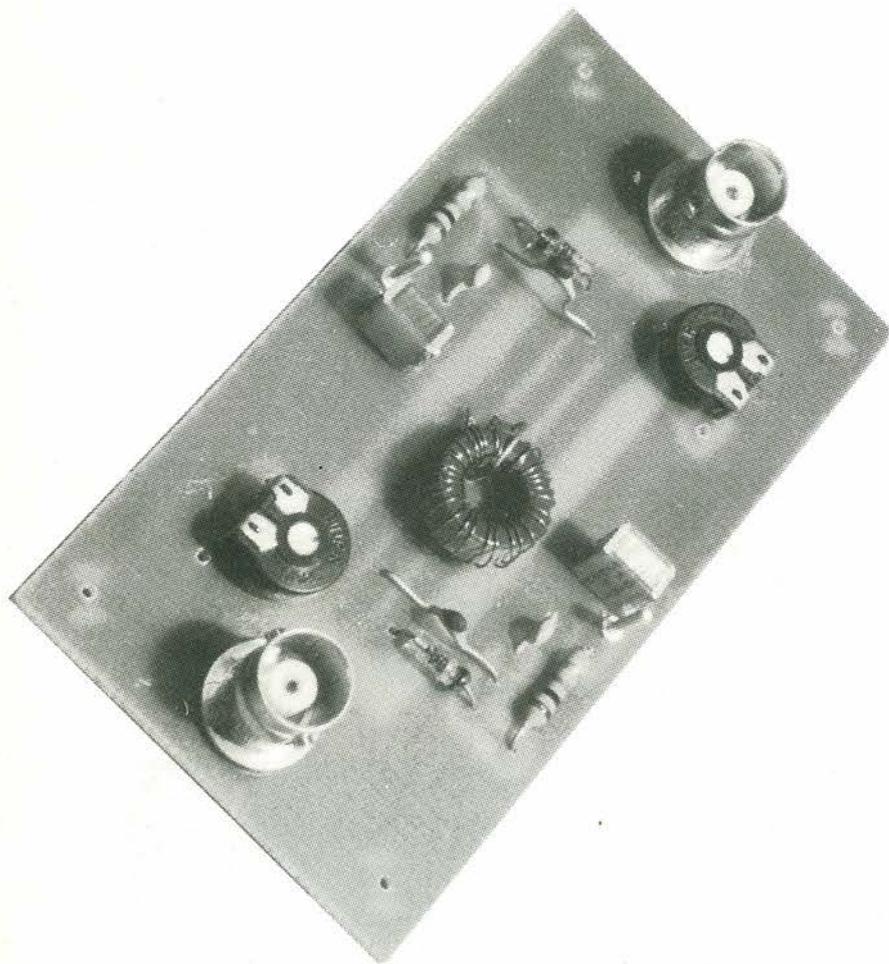



Figura 5. Disposizione dei componenti.

VSWR meter

Per ottenere la massima potenza in uscita da un'antenna trasmittente, questa deve essere correttamente accoppiata al trasmettitore. Per questo motivo, un disadattamento effettivamente grave può avere effetti disastrosi sullo stadio finale (costoso) del trasmettitore. Per questo, i radioamatori spesso usano un misuratore del rapporto di onda stazionaria - un VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) meter, o anche ROS meter.
In questo articolo, non verrà descritta solo la parte teorica - cos'é, com'é fatto, e come funziona, viene anche presentato un'esempio pratico di un SWR meter, caratterizzato da una larga gamma di frequenza.

Chiunque ha un minimo di esperienza di elettronica ha sentito parlare di adattamento d'impedenza. Ma quanti conoscono realmente il significato di questo termine? Non che sia fondamentale, in molti casi - in effetti, sembrerebbe che una delle applicazioni più importanti sia di fornire un argomento di discussione agli audiofili fanatici, una volta esauriti gli altri argomenti.......
C'é tuttavia un settore di appassionati di elettronica che giustamente considera l'adattamento d'impedenza di importanza fondamentale. I radioamatori! Per loro, un disadattamento di impedenza può causare effetti disastrosi. Nell'ipotesi migliore, la loro portata viene drasticamente ridotta; nel caso peggiore, possono voler bruciare lo stadio finale del loro trasmettitore.
Fortunatamente, non è difficile prevenire il disadattamento.
Amettendo di sapere cosa di sta facendo! Se si acquista un trasmettitore, l'impedenza di uscita normalmente viene specificata. Lo stesso vale per le antenne di trasmissione: generalmente il costruttore specifica il valore dell'impedenza. Il principio di base è di usare un'antenna con impedenza identica a quella del trasmettitore, e collegare le due unità con un cavo della stessa impedenza caratteristica. Ad esempio, se l'impedenza d'uscita del trasmettitore è di 75 Ω, la scelta ovvia è un'antenna da 75 Ω e un cavo coassiale da 75 Ω. Purtroppo non sempre la soluzione è così semplice.
Molti appassionati non solo autocostruiscono il loro trasmettitore; spesso anche l'antenna è il risultato di sperimentazione personale. In questa ipotesi, ambedue le impedenze sono incognite, e il trasferimento di potenza ottimale tra trasmettitore e antenna può essere ottenuto soltanto per via sperimentale.

Perche?

Il circuito equivalente più semplice di un trasmettitore con il carico, è riportato in figura 1. Un generatore di tensione ideale, U, fornisce potenza al carico, Z_o, attraverso l'impedenza interna, Z_i. La potenza effettivamente fornita al carico Z_o può essere calcolata con la seguente relazione:

$$P_o = \frac{U^2 \cdot Z_o}{(Z_i + Z_o)^2}$$

In questa relazione, U è la tensione del generatore; P_o è la potenza fornita al carico. Per un dato valore di Z_i, il massimo trasferimento di potenza si ha quando Z_o è uguale a Z_i. In altre parole, se l'impedenza d'uscita del trasmettitore è di 75 Ω, si dovrebbe usare un cavo coassiale con impedenza caratteristica di 75 Ω. Analogamente, il trasferimento di potenza del cavo all'antenna è massimo quando l'impedenza dell'antenna è identica a quella del cavo. In queste ipotesi, tutta la potenza fornita dal trasmettitore viene trasferita all'antenna (le perdite dovute al cavo sono normalmente trascurabili).
Cosa accade quando l'impedenza dell'antenna è diversa da quella caratteristica del

1

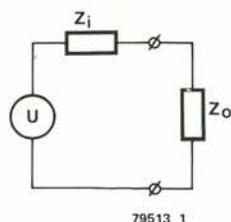



Figura 1. Il circuito equivalente semplificato di un trasmettitore collegato ad un carico. Per il massimo trasferimento di potenza, l'impedenza di carico Zo deve essere uguale a Zi.

2

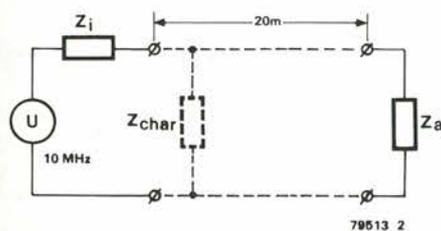



Figura 2. In pratica, l'antenna normalmente viene collegata al trasmettitore con un cavo. Alla frequenza di 10 MHz, un cavo di 60 piedi (20 metri) ha una lunghezza equivalente a un'intero periodo del segnale ad alta frequenza.

3

Figura 3. Il circuito WSWR meter per frequenze di trasmissione fino a 30 MHz. Si devono usare diodi al germanio, preferibilmente del tipo 0A91. Il trasformatore è avvolto su un nucleo toroidale Amidon.

cavo? il trasferimento di energia tra cavo e antenna, in questo caso non è più ideale, e sul cavo compare un'onda stazionaria. Questo concetto può essere chiarito in questo modo.
Tipicamente, l'antenna non viene montata vicino al trasmettitore. Può essere su un tetto, su un palo abbastanza alto, o in un'altra posizione adatta. Nella maggioranza dei casi, è posta ad una certa distanza del trasmettitore - quest'ultimo è installato in posizione più comoda, internamente alla casa. Il trasmettitore e l'antenna sono quindi collegati da una cavo. In altre parole, la potenza in uscita dal trasmettitore viene inviata lungo un cavo fino all'antenna. Tutto chiaro, si potrebbe pensare, ma vediamo cosa succede nel cavo. Il segnale elettrico si sposta nel cavo a velocità molto elevata: da 200.000 a 300.000 Km/s (oltre 100.000 miglia al secondo!). Può sembrare molto veloce, ma vediamo di calcolare quanto tempo impiega il segnale a percorrere un cavo di 60 feet (circa 20 m). Un semplice calcolo (usando il sistema metrico è più semplice) dà come risultato circa 100 ns. Per un radioamatore, 10 MHz non è una frequenza alta ma il periodo corrispondente e di 100 ns. Questo significa che il generatore AC di figura 2 genera un periodo completo prima che il segnale sia presente all'altro estremo del cavo, 20m più avanti! Quindi, il generatore non può 'vedere' immediatamente se il cavo si chiude sull'impedenza caratteristica. La corrente 'pompata' nel cavo dipende quindi da questa impedenza caratteristica. Quando questa corrente raggiunge l'antenna, il comportamento successivo dipende dall'impedenza dell'antenna.
Se l'intero sistema è adattato, tutta la potenza fornita dal trasmettitore va all'antenna: tensioni identiche su impedenze uguali implicano correnti uguali - cioé la corrente nel cavo. Se l'impedenza dell'antenna è più alta, invece, parte della potenza sarà 'riflessa'. Vediamolo in questo modo: la stessa tensione su una resistenza maggiore corrisponde a una corrente minore. Parte della corrente quindi viene 'respinta', e rimbalza indietro verso il trasmettitore.
Un risultato simile si ottiene se l'impedenza dell'antenna è troppo bassa. La potenza riflessa verso il trasmettitore interferisce con la potenza trasmessa in senso opposto. Il risultato è un'onda stazionaria. Quest'ultima può essere rilevata con un misuratore di campo lungo il cavo: in alcuni punti si rileva un massimo, e in altri l'intensità del campo ha un valore minimo. I punti di massimo e di minimo si ripetono a intervalli regolari. Se l'antenna non è adattata, in questo punto l'intensità di campo sarà bassa - indicando una potenza minore sull'antenna stessa. Se l'impedenza dell'antenna è incognita, l'entità del disadattamento può essere determinata misurando l'energia riflessa. Usando accoppiatori direzionali, che permettono il passaggio della potenza in una sola direzione, la potenza riflessa può essere separata dalla potenza trasmessa all'antenna. Il rapporto di queste è una misura del grado di adattamento.
Con maggiore precisione, il rapporto tra la somma e la differenza della tensione che si propaga verso l'antenna (U_f, verso l'antenna) e la tensione riflessa (U_r) viene usato come misura:

$$\text{VSWR} = \frac{U_f + U_r}{U_f - U_r}$$

Dove VSWR è il rapporto di onda stazionaria.
È ovvio che il rapporto VSWR vale 1 se la tensione riflessa è nulla; diventa infinito in caso di completa riflessione. Quest'ultimo caso si verifica se l'impedenza dell'antenna è nulla o infinita. Si deve verificare se l'impedenza dell'antenna è riferita alla frequenza, di trasmissione. Se l'antenna è correttamente progettata per questa frequenza, è in risonanza e la sua impedenza è puramente reale.

Il VSWR Meter

A questo punto abbiamo un'idea più chiara di cosa vogliamo misurare. La domanda successivà è: come?
Il circuito VSWR meter di figura 3 è utile per frequenze di trasmissione comprese tra 2 MHz e 30 MHz. L'unità deve essere collegata in serie al cavo coassiale, vicino al trasmettitore. La corrente che si propaga verso l'antenna e quella in direzione opposta passano sul primario di un trasformatore. Ambedue le correnti producono un flusso di corrente al secondario; il verso di questa corrente dipende ovviamente dal verso della corrente sul primario. Combi-

nando la tensione totale (U_f+U_r) con la tensione al secondario opportuno scelta e rettificata a semionda, si possono ricavare separatamente U_r e U_f.

Questi valori (rispettivamente su C1 e C2) possono essere misurati con un semplice circuito di misura, composto da filtri passa-basso (R1/C3 e R2/C4) e uno strumento con un trimmer di taratura in serie.

A frequenze superiori ai 30 MHz, non è necessario il trasformatore. Lo stesso compito viene assolto aggiungendo due 'strip' parallele al percorso primario. Questa disposizione è illustrata in figura 4. Le caratteristiche di direzionalità di questo circuito sono ottimali se sono soddisfatte le seguenti condizioni:

$$\frac{P1}{Z_{2L}} = \frac{Z_{1L}}{Z_a} \quad e \quad \frac{P2}{Z_{2L}} = \frac{Z_{1L}}{Z_a}$$

dove Z_a è l'impedenza prevista per questa unità.

Ovviamente, le onde elettriche possono passare in entrambe le direzioni lungo tutte le 'strip': ma se le precedenti condizioni sono verificate, le onde si smorzano molto rapidamente in una direzione. Con i diodi che conducono in una sola direzione (come fanno tutti i diodi di buona qualità .....), l'onda trasmessa genera una tensione su C2 e l'onda riflessa può essere misurata su C1. Come nel caso precedente, le due tensioni possono essere misurate con un semplice circuito. La gamma di frequenza

4

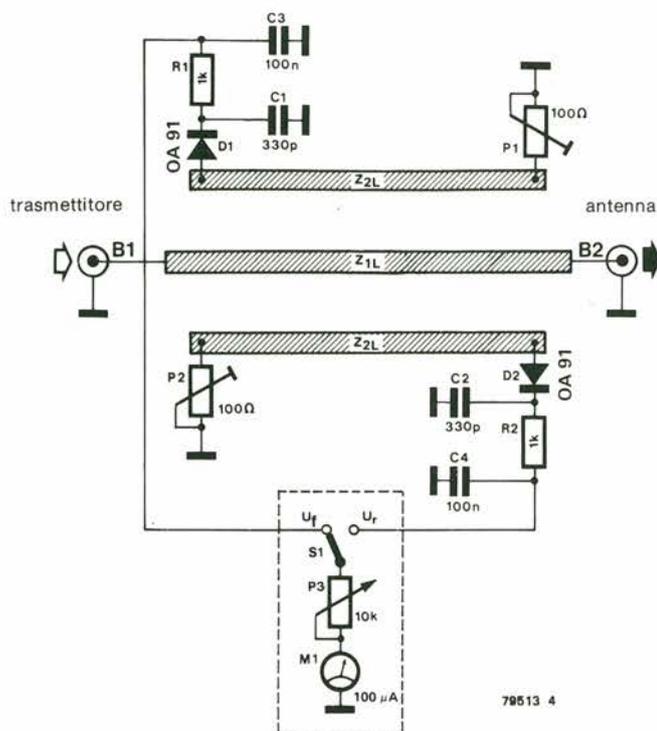



Figura 4. Per frequenze più alte (100 MHz .... 300 MHz) si può usare un circuito VSWR meter ancora più semplice.

5

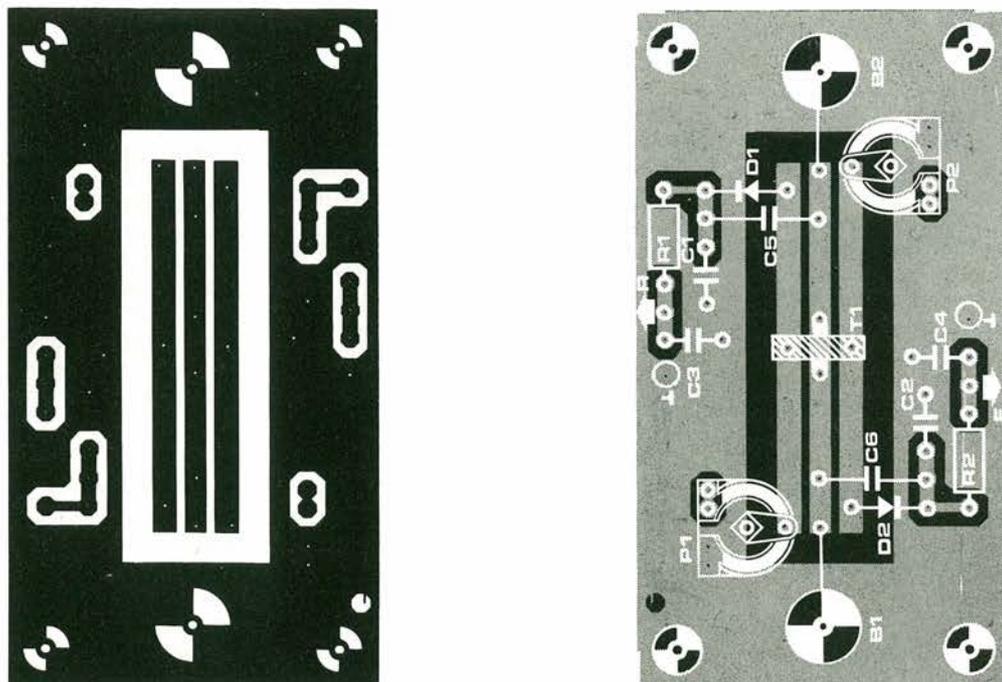



Figura 5. Lo stesso circuito stampato può essere usato per ambedue i circuiti. Da notare che la "strip" centrale deve essere interrotta per il circuito di figura 3, come spiegato nel testo.

di questo VSWR meter si estende approssimativamente da 100 MHz a 300 MHz.

Il circuito stampato

Non sono necessari due diversi stampati per i due circuiti presentati. Le differenze sono talmente poche, che lo stesso disegno dello stampato vale nei due casi, come si vede in figura 5.
Se si vuol realizzare il circuito di figura 3 (per misurare fino a 30 MHz), la 'stripline' centrale deve essere divisa in due parti. Lo si può fare con un'incisione nel rame tra i due fori centrali. Il trasformatore deve essere avvolto su nucleo toroidale Amidon. L'avvolgimento secondario è di 30 spire; il primario ha soltanto 1/2 spira, il che equivale ad un ponticello attorno al nucleo.
Il ponte viene saldato sui due fori della stripline centrale, e provvede anche al fissaggio del trasformatore. Questo montaggio è chiaramente illustrato nella fotografia.
Il montaggio della versione per alta frequenza (figura 4) è ancora più facile. Ovviamente la 'stripline' centrale non viene incisa. La sola cosa da puntualizzare è che vengono omessi C5, C6 e il trasformatore.

Taratura

La calibrazione è molto facile. L'unità viene inserita sul collegamento tra trasmettitore e antenna, vicino al trasmettitore. Si deve innanzitutto mettere il commutatore sulla posizione 'U_f' e regolare P3 per ottenere una indicazione abbastanza alta sullo strumento. Per inciso, ricordiamo che questi componenti non sono montati sul circuito stampato. A questo punto, con il commutatore in posizione 'U_r', si regola P2 per la minima deflessione dello strumento.
Effettuata questa regolazione, il circuito è collegato inversamente: l'uscita antenna è connessa al trasmettitore e l'ingresso trasmettitore all'antenna. Si ripetono le calibrazioni precedenti, con una variante: P2 non viene variato e si regola P1 per la minima deflessione in posizione 'U_r'. Do-o aver ripristinato il collegamento originale, si può controllare la regolazione di P2; quindi ancora P1, e così via fino a quando non si hanno ulteriori miglioramenti.
Ottenuta la regolazione ottimale di P1 e P2, si commuta in posizione "U_f" e si regola la P3 per ottenere il fondo scala. In posizione "U_r", lo strumento dovrebbe indicare l'intensità dell'onda riflessa. Se tutte le dipendenze sono adattate correttamente, lo strumento dovrebbe indicare zero. Il che corrisponde, come precedentemente spiegato a VSWR=1; in altre parole, la scala dello strumento tarata in unità VSWR va da 1 a ∞.
Se si prova un'antenna diversa, lo strumento dovrebbe dare un'identità VSWR: il fondo scala corrisponde a "∞", 3/4 f.s. a "7", la posizione centrale "3", 1/4 f.s. a 1/10 f.s.a 1.2, 1/20 f.s. a 1.1 e zero corrispondente a "1". In pratica, è da considerarsi buono un rapporto VSWR inferiore a 2.

6

Figura 6. Questo diagramma evidenzia l'importanza del valore VSWR. Nella pratica, si possono considerare buoni i valori inferiori a 2!

Elenco componenti

Resistenze:
R1,R2 = 1 k
P1,P2 = 100 Ω trimmer
P3 = 10 k trimmer

Condensatori:
C1,C2 = 330 p (ceramico)
C3,C4 = 100 n
C5*,C6*, = 10 p (ceramico)

Semiconduttori:
D1,D2 = 0A91 o equivalenti

Varie:
strumento 100 μA fondo scala
Tr1* = trasformatore su nucleo toroidale Amidon, tipo T50-6
primario: 1/2 spira, 1 mm Cu Ag
secondario: 30 spire, 0,5 mm CuI
S1 = commutatore 1 via, 2 posizioni

2 connettori (BNC,SO 239)

* Questi componenti sono richiesti soltanto per la versione a frequenza più bassa (fino a 30 MHz)

Ricarica rapida degli accumulatori NiCad

Gli accumulatori nicad offrono il vantaggio di poter essere ricaricati, e quindi non devono essere sostituiti molto spesso, come le normali batterie a secco. Il solo svantaggio è che la ricarica richiede un certo tempo, il che è alquanto fastidioso quando li si vuole usare immediatamente. La soluzione è la ricarica rapida, ma questa va eseguita con opportuni accorgimenti.

La ricarica rapida (entro circa un'ora) degli accumulatori nicad è un argomento attuale. È abbastanza normale vedere circuiti per la carica che funzionano a tensione costante. Si tratta di una soluzione piuttosto scadente, in questo caso la carica ottenuta non è prevedibile (anche se il sistema può essere usato per la ricarica di accumulatori non chiusi ermeticamente).

Tutti i problemi connessi con la carica degli accumulatori nicad, sono ingigantiti con la ricarica rapida. È necessario essere certi della completa carica alla fine del ciclo; d'altra parte è risaputo che gli accumulatori sopportano solo moderati eccessi di carica.

Se la carica supera il limite di sicurezza, la pressione del gas all'interno aumenta molto rapidamente. Se l'accumulatore è provvisto di valvola di sicurezza, questa si apre: in caso contrario l'accumulatore può esplodere. Anche nell'ipotesi della valvola di sicurezza, questa non può che limitare i danni: la capacità dell'accumulatore (espressa in mAh) viene ridotta in modo permanente.

Fino a poco tempo addietro, il solo sistema sicuro di effettuare la ricarica rapida consisteva nello scaricare completamente gli accumulatori all'inizio, e quindi sottoporli ad un ciclo di ricarica a corrente costante per un tempo determinato. In questo modo, si evitava il pericolo di caricare eccessivamente gli accumulatori, con tutti i rischi derivanti.

La figura 1 illustra le relazioni tra tensione, temperatura e pressione, durante una carica da 0 al 100% - e oltre. Inizialmente, tensione, temperatura e pressione crescono molto lentamente. Non appena ci si avvicina alla completa carica, la tensione inizia ad aumentare molto rapidamente. Contemporaneamente, una frazione sempre maggiore dell'energia fornita all'accumulatore va persa per la produzione di gas (ossigeno), invece di essere immagazzinata sotto forma di energia chimica negli elettrodi. Questo provoca un aumento della pressione interna; il risultato è che parte dell'ossigeno generato viene riassorbita sull'elettrodo negativo, producendo calore.

All'aumentare della temperatura, la tensione dell'accumulatore scende: gli accumulatori nicad hanno un coefficiente di temperatura negativo, di circa —4 mV/°C. È questo effetto a provocare la 'gobba' visibile nel diagramma della tensione: inizialmente la tensione sale, ma quando l'accumulatore è completamente carico, inizia a scendere. Questo tipo di comportamento vale per tutti gli accumulatori nicad. Ovviamente i valori dati in figura 1 sono puramente indicativi; dipendono strettamente dai dettagli costruttivi dell'accumulatore, e quindi variano da tipo a tipo. I costruttori specificano sempre per quali dei loro prodotti è possibile la ricerca rapida, la massima corrente di carica e il massimo valore di carica permesso. Per prevenire

esplosioni, oppure l'apertura della valvola di sicurezza, non si devono superare i valori dichiarati dal costruttore.
Quindi il ciclo di ricarica deve essere interrotto dopo un certo tempo. Uno o più parametri di figura 1 possono essere usati per definire la fine di questo ciclo. La misura della pressione interna dell'accumulatore è in pratica troppo complessa, per cui questa soluzione è da scartarsi. La misura della temperatura è possibile, ma piuttosto laboriosa. Ci resta quindi da prendere in considerazione il parametro tensione. La soluzione è immediata? No, non così semplicemente.
A causa della dipendenza dalla temperatura, non è possibile usare un livello fisso di riferimento per determinare il completamento della carica. Comunque l'andamento del grafico generalmente è valido - e serve come riferimento affidabile.
Il circuito di figura 2 è sensibile alla velocità di variazione della tensione dell'accumulatore. Dalla figura 1 è chiaro che la tensione inizia a salire rapidamente in prossimità del completamento della carica. Quando questa pendenza è abbastanza forte, si accende un LED. In alternativa, si può usare un relay per disconnettere l'accumulatore in carica.
La circuitazione è piuttosto 'astuta'. Un oscillatore (A4) fornisce un breve impulso ogni 10 secondi circa, chiudendo gli interruttori elettronici S1 e S2. Quando questi interruttori sono chiusi, A1 funziona come voltage follower (e C2 viene scaricato), quindi C1 viene caricato alla tensione presente sui piedini d'ingresso 3 di A3. Gli offset d'ingresso di A1 e A2 vengono automaticamente dal circuito, di modo che le tensioni d'uscita di A1 e A2 sono identiche in questa fase.
Alla fine dell'impulso proveniente da A4, i due interruttori di aprono. A1 diventa un integratore, e C1 viene staccato dall'uscita. A questo punto, le tensioni di A1 e A2 sono ancora identiche. Se invece la tensione d'ingresso (ricavata dalla tensione ai morsetti dell'accumulatore) aumenta, questo aumento di tensione viene integrato da A1. Più rapidamente aumenta la tensione, tanto maggiore sarà l'uscita di A1. Se la differenza di tensione tra le uscite di A1 e A2 diventa maggiore della soglia di trigger di A3, l'uscita diventa 'alta' e il LED D3 si accende.
Il livello di soglia di A3 dipende dal valore di R14 e dalla tensione iniziale di A1 e A2. Una tensione iniziale maggiore (corrispondente al caso di più accumulatori in serie) comporta un livello di soglia più alto.
Questo significa che è la variazione *relativa* di tensione che determina la disinserzione - la forma della curva della tensione in figura 1, in altre parole.
Il circuito può essere usato, senza ritarature o commutatori, per un gruppo da 4 a 12 accumulatori - sempreché sia disponibile un'alimentazione adatta (tra 12 V e 18 V; il partitore R2/R3 è stato inserito per permettere di pareggiare la tensione di alimentazione con la tensione degli accumulatori, a patto che si tratti di valori compresi nella gamma precedentemente definita.

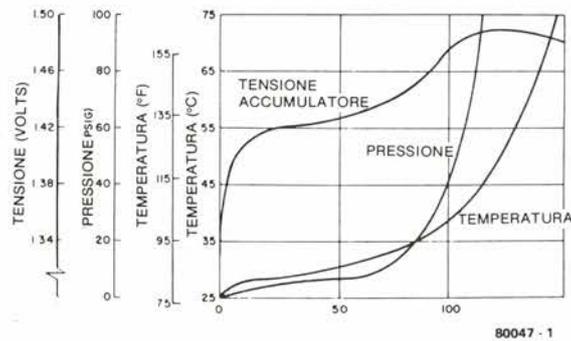



Figura 1. Tensione, pressione e temperatura in un'accumulatore nicad, durante un ciclo di ricarica rapida.

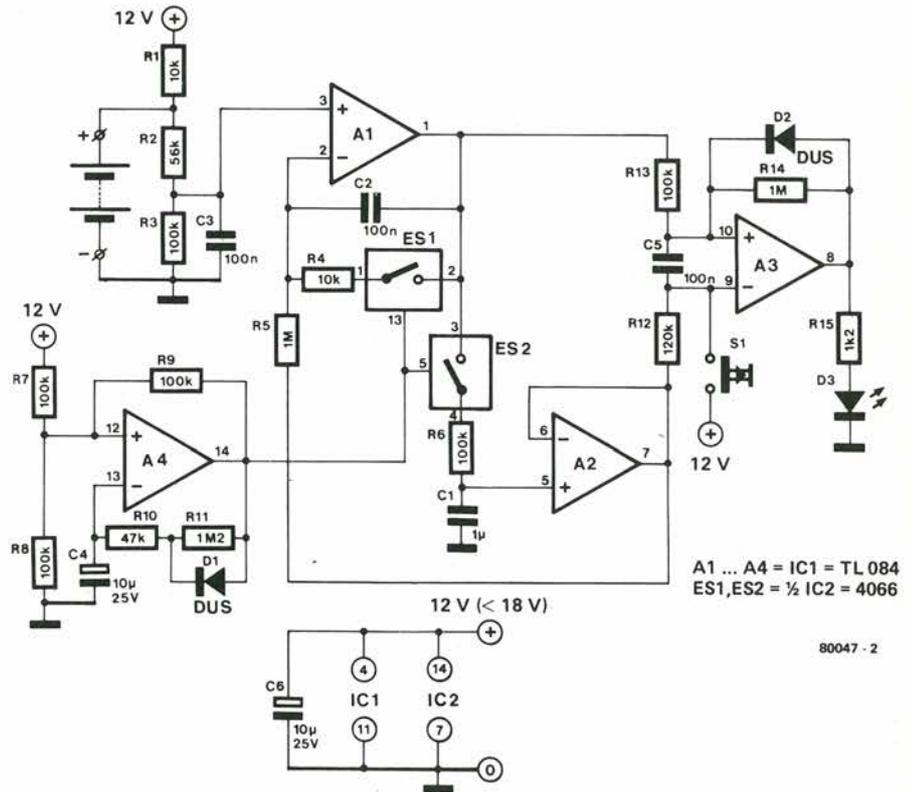



Figura 2. Questo circuito per ricarica rapida, con disinserzione automatica, scatta al rapido aumento della tensione dell'accumulatore quando si raggiunge il 100% di carica.

Il circuito è stato collaudato in maniera estensiva, e funziona perfettamente se gli accumulatori caricati contemporaneamente sono scarichi allo stesso punto. Questa situazione è normale, ad esempio, quando questi accumulatori vengono insieme sulla stessa unità. Comunque non abbiamo effettuato prove comparative per verificare l'effetto della ricarica rapida sulla vita degli accumulatori.
Sembra essere sufficientemente affidabile, l'industria è piuttosto preparata per fare dei passi avanti! Un conosciuto costruttore tedesco fornisce l'unità di ricarica riportata in figura 3, ad un prezzo di circa £ 40.000. In questo esempio viene impiegato un'amplificatore operazionale piuttosto

3

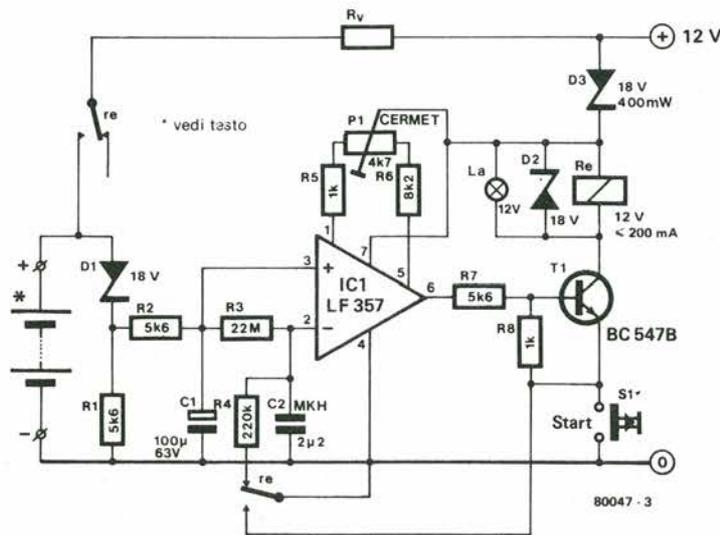



Figura 3. Un ricaratore veloce industriale che scatta quando la tensione dell'accumulatore diminuisce, nella zona di completa carica.

affidabile e a bassa deriva (low-drift) per testare la velocità di variazione della tensione d'ingresso. Quando questa tensione aumenta, la tensione all'ingresso invertente aumenta ma in ritardo - restando leggermente inferiore - in quanto C2 deve caricarsi attraverso una resistenza di alto valore (R3). La tensione di uscita di IC1 diventa alta, e il relay viene eccitato.

Una volta superato il punto massimo della curva della tensione (vedi figura 1), la tensione d'ingresso comincia a scendere. Anche in questo caso la tensione all'ingresso invertente segue in ritardo questa variazione, ma il risultato finale è che questa tensione è maggiore di quella al terminale non invertente. L'uscita dell'amplificatore operazionale diventa negativa e il relay viene diseccitato.

Dovrebbe essere chiaro dalla figura 1, che questo circuito effettua la disinserzione più avanti del ciclo di carica del circuito di figura 2. Il vantaggio maggiore è che il punto di disinserzione è più determinabile; inoltre gli accumulatori sono caricati maggiormente. Solitamente, un'accumulatore deve essere caricato al 120% per raggiungere una capacità del 100%; caricandolo al 100% si ottiene solamente una capacità dell'80%. Strano, ma vero.

Tornando alla figura 3: il preset P1 viene regolato in modo che l'uscita dell'operazionale diventi bassa quando la tensione all'ingresso invertente è maggiore di 4 o 5 mV di quelle all'ingresso non invertente (piedino 3). Quando il relay viene diseccitato, uno dei contatti di questo relay apre il circuito sull'emettitore del transistor (in modo che il realy non possa essere nuovamente eccitato) e scarica C2 predisponendo il tutto alla carica di un nuovo gruppo di accumulatori.

L'altro contatto stacca gli accumulatori dal caricatore.

Per ambedue i circuiti, valgono alcune limitazioni:

- Tutti gli accumulatori devono avere circa la stessa capacità (il che è sempre vero se gli accumulatori fanno parte di una singola unità).
- Gli accumulatori devono essere adatti alla ricerca rapida - si devono seguire le indicazioni del costruttore.
- La temperatura degli accumulatori prima della ricarica deve circa essere uguale alla temperatura ambiente. Accumolatori 'caldi' si raffreddano inizialmente, la tensione cambia e il punto di disinserzione può risultare errato.
- Gli accumulatori devono essere scarichi all'incirca allo stesso punto. Se non sono stati usati per un pò di tempo, si scaricano in qualche misura. Il livello di scarica può variare notevolmente da uno all'altro anche in condizioni simili. Se vengono caricati in queste condizioni, non raggiungono contemporaneamente la carica completa. Gli accumulatori inizialmente più carichi possono venire danneggiati dalla 'ricarica rapida'. Una situazione similare può presentarsi dopo ripetute 'ricariche rapide'. Poiché la capacità di vari accumulatori non può essere identica, alcuni di questi possono essere più carichi di altri dopo numerosi cicli di carica-scarica. Per questo motivo è consigliabile sottoporli inizialmente ad una carica 'normale' (7 ore con una corrente pari al 20...30% della capacità della cella). La volta successiva, quando è necessaria la ricarica è possibile la 'ricarica rapida'; dopo circa cinque 'ricariche rapide', è opportuno un ciclo di 'ricarica normale'.
- Per la ricarica rapida, la corrente deve essere pari al doppio della capacità dell'accumulatore. Con correnti inferiori, l'andamento tipico della curva della tensione può non essere abbastanza pronunciato per attivare i circuiti di disinserzione.

Porta logica variabile

J. C. Knapp

La porta logica MC14530 (e quelle equivalenti) non viene usata molto spesso. Questa porta "doppia, maggioritaria a cinque ingressi" è quindi complicata da usare. Tra le varie applicazioni, può essere usata come "porta logica variabile" nel modo descritto: collegando tra di loro alcuni funzioni, che dipendono dal livello logico presente agli ingressi di "controllo". Questo fatto può dimostrarsi utile tanto a scopo didattico, quanto per l'impiego con i microcomputer! La figura 1 rappresenta uno schema a blocchi semplificato dell'MC 14530. Come si può vedere, ciascuna delle due "porte maggioritarie" ha all'uscita un NOR esclusivo. L'uscita M della porta "maggiorata" è determinata nel modo più democratico: è uguale al voto maggioritario (livelli logici agli ingressi)! Se tre o più ingressi A.....E sono al livello logico "1", l'uscita sarà "alta"; se tre o più ingressi sono al livello logico "0", anche l'uscita sarà "bassa".
Questo comportamento corrisponde all'equazione Booleana:

$$M = ABC + ABD + ABE + ACD + ACE + ADE + BCD + BCE + BDE + CDE$$

La funzione del NOR esclusivo sull'uscita è semplicemente di invertire il livello logico, quando richiesto. Come si può notare dalla tabella della verità (Tabella 1), l'uscita Z è uguale a M se l'ingresso di controllo W è al livello "1"; altrimenti risulta invertita. (Z=M).
La porta logica variabile è ottenuta collegando insieme due ingressi A e B della "porta maggiorata" per formare un ingresso come "X", e in modo analogo collegando C e D in un ingresso Y (vedi figura 2). L'ingresso E viene usato come ingresso di controllo.
L'unità completa a questo punto funziona come spiegato in Tabella 2. Si può vedere che si possono determinare quattro diverse funzioni logiche in dipendenza degli ingressi di controllo E e W. Inoltre, se gli ingressi X e Y vengono a loro volta uniti per formare un singolo ingresso, la porta funziona da invertitore se W viene mantenuto "basso"; se invece il livello logico è "1", si ottiene un "buffer non invertente". Infine, sempre con X e Y collegati tra di loro (formando un'ingresso comune V), W e V possono essere usati come ingressi di un NOR esclusivo. Ovviamente.

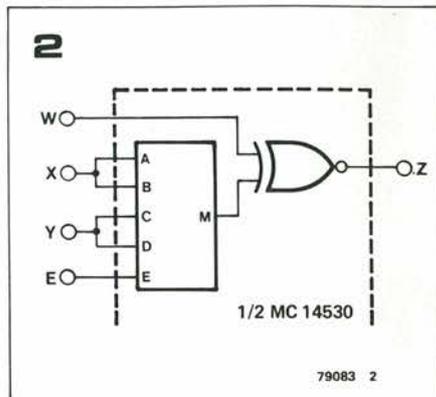
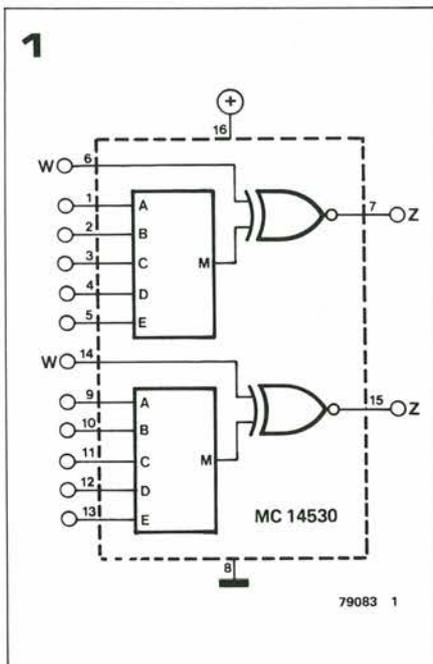



Tabella 1

W	M	Z	commenti
Ø	Ø	1	$Z = \overline{M}$
Ø	1	Ø	
1	Ø	Ø	$Z = M$
1	1	1	

Tabella 2

ingressi di controllo E	W	ingressi logici X	Y	uscita combinata Z	funzione logica
Ø	Ø	Ø	Ø	1	NAND: $Z = \overline{X \cdot Y}$
		Ø	1	1	
		1	Ø	1	
		1	1	Ø	
Ø	1	Ø	Ø	Ø	AND: $Z = X \cdot Y$
		Ø	1	Ø	
		1	Ø	Ø	
		1	1	1	
1	Ø	Ø	Ø	1	NOR: $Z = \overline{X + Y}$
		Ø	1	Ø	
		1	Ø	Ø	
		1	1	Ø	
1	1	Ø	Ø	Ø	OR: $Z = X + Y$
		Ø	1	1	
		1	Ø	1	
		1	1	1	
		V			
x	Ø	Ø		1	NOT: $Z = \overline{V}$
		1		Ø	
x	1	Ø		Ø	BUFFER: $Z = V$
		1		1	
x	Ø	Ø		1	EXNOR: $Z = \overline{V \oplus W}$
x	Ø	1		Ø	
x	1	Ø		Ø	
x	1	1		1	

x = indifferente

)NSONANT * CONSONANT * CONS(

Il Consonant è un preamplificatore di elevata qualità, progettato per l'uso con i più moderni finali di potenza. Offre caratteristiche quali filtri scratch e rumble, controlli di tono con possibilità di esclusione e frequenze di turnover commutabili, ed è previsto il montaggio di VU meter a LED. Tutti i componenti, inclusi potenziometri e commutatori, vengono montati su un'unica piastra di circuito stampato, semplificando notevolmente il cablaggio.
Un preamplificatore fono compatibile, che può essere montato separatamente o inserito nella parte posteriore della piastra, sarà descritto successivamente ("Preconsonant").

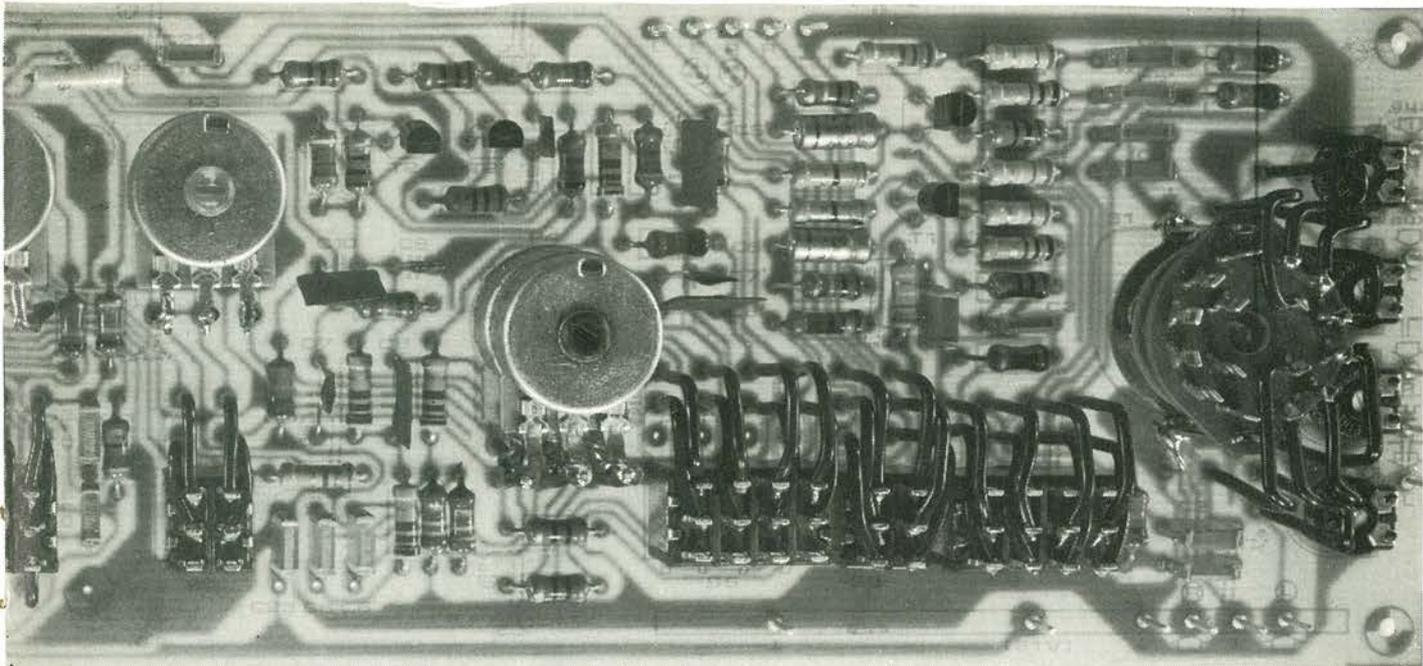
Caratteristiche (vedi testo)

risposta in frequenza		20 Hz . . . 50 kHz (+0 dB, −3 dB)
sensibilità d'ingresso		147 mV RMS riferito a 440 mV RMS out
guadagno		x 3 (9.5 dB)
massima tensione d'uscita		3.5 V RMS (10 V_{pp})
tensione d'uscita nominale		440 mV RMS
rapporto segnale/rumore		> 72 dB riferito a 440 mV RMS out
massima accettazione d'ingresso		> 15 dB riferito a 440 mV RMS out
distorsione armonica totale		approx. 0.04% (riferito a 440 mV out)
separazione tra i canali		> 50 dB (at 1 kHz)
gamma dinamica		> 90 dB
tensione di rumore all'uscita		approx. 0.1 mV RMS
caratteristiche controlli di tono:		
bassi:	turnover 150 Hz	± 8 dB (a 50 Hz)
	turnover 300 Hz	± 10 dB (a 50 Hz)
alti:	turnover 2 kHz	± 12 dB (a 10 kHz)
	turnover 4 kHz	± 8 dB (a 10 kHz)
filtri:		
filtro rumble: frequenza di taglio		60 Hz (−3 dB), 12 dB/ottave
filtro scratch: frequenza di taglio		10 kHz (−3 dB), 12 dB/ottave
gamma di intervento del bilanciamento		+2 dB, −7 dB
assorbimento di corrente (esclusi preampli phono e PPM)		approx. 30 mA (incluso LED D2)

Le principali considerazioni che hanno portato al progetto del Consonant sono:

1. Prestazioni e possibilità comparabili a quelle dei migliori progetti commerciali.
2. Circuito di semplice costruzione e con impiego dei componenti facilmente reperibili.
3. Controlli disposti in maniera chiara e logica per aumentare la facilità d'impiego.

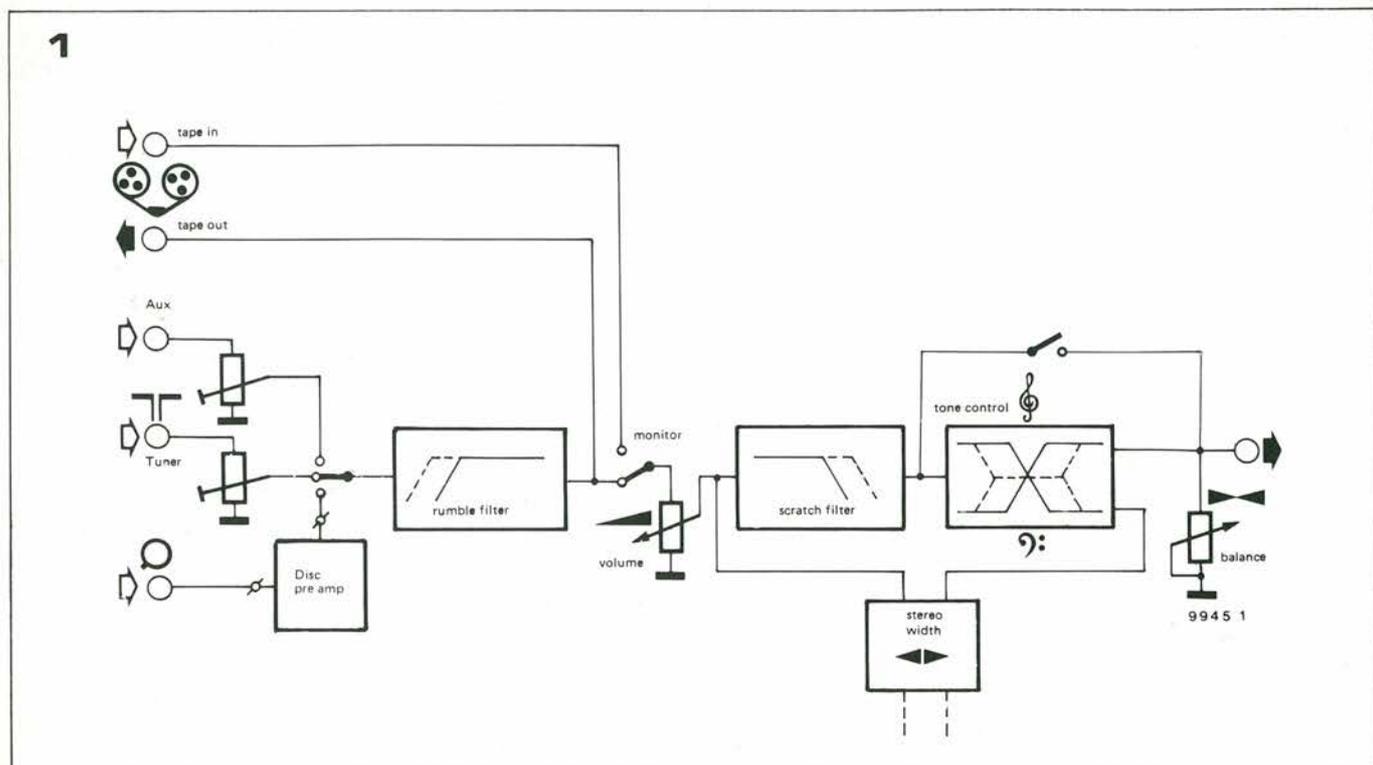
Schema a blocchi

In figura 1 è riportato lo schema a blocchi di un canale del Consonant, la cui struttura segue gli schemi tipici per un preamplificatore di questo tipo.
Il selettore d'ingresso può selezionare una delle tre sorgenti d'ingresso, rispettivamente phono, sintonizzatore e ausiliare, e si può regolare la sensibilità d'ingresso per mezzo di un preset su ogni ingresso (tranne il phono). Il filtro rumble segue immediatamente il selettore d'ingresso. Questo è posto prima del commutatore di tape mo-

)NANT * CONSONANT * CONSONA]

nitor, e può essere usato per la registrazione su nastro da disco. Non ci sarebbe stato alcun vantaggio a inserire il filtro rumble dopo il tape monitor, in quanto i registratori sono esenti da questo tipo di disturbo. Invece il "rumble" presente all'ingresso phono dovrebbe essere filtrato, prima di inviare il segnale al registratore. All'uscita del filtro "rumble", il segnale della sorgente selezionata può essere inviato al registratore, e il commutatore tape monitor permette di mandare alla sezione di controllo del preamplificatore o direttamente questo segnale, oppure il segnale di ritorno dal registratore. Questa possibilità è estremamente utile se il registratore è il tipo a tre testine, in quanto il segnale di 'monitor' è il segnale già registrato su nastro. Se il registratore è del tipo a due testine, invece, questo segnale è semplicemente il ritorno del segnale originale.
Il filtro scratch è posizionato dopo il tape monitor, in quanto questo filtro è utile sia per sopprimere il rumore ad alta frequenza del nastro, che per cancellare il rumore superficiale dei dischi. Inoltre, poiché molti registratori a cassette hanno una risposta limitata in alta frequenza, inserendo il filtro scratch durante la registrazione, all'ascolto di verificherebbe una vistosa perdita degli acuti senza una corrispondente riduzione del rumore del nastro. Quindi, se si deve registrare un disco molto rumoroso è di gran lunga preferibile inserire il filtro scratch in riproduzione, attenuando sia il rumore del disco che quello del nastro.
Negli stadi di uscita del preamplificatore sono inseriti dei controlli di tono per alti e bassi, di tipo Baxandall, ed è inoltre previsto un controllo per l'ampiezza dell'immagine stereo, che permette di passare da mono a stereo e a "super stereo".
Sia i controlli di tono che il controllo dell'immagine stereo, sono provvisti di commutatori di esclusione. Infine, all'uscita del preamplificatore, troviamo il controllo di bilanciamento. Comunque, poiché gli ingressi sono provvisti di sensibilità regolabile, il controllo di bilanciamento non dovrebbe essere molto usato, una volta messa a punto l'unità, tranne che per correggere programmi sonori sbilanciati.

Il circuito completo

Il circuito completo di un canale del Consonant è riportato in figura 2 e i lettori più attenti noteranno che la sezione controlli di tono presenta una notevole somiglianza con quella del preamplificatore Preco, pubblicato su Elektor N° 1 e 2. Ad ogni modo la sezione d'ingresso del Consonant è decisamente più complessa di quella del Preco, avendo i filtri rumble e scratch e il tape monitor, che mancano invece al Preco.
I segnali d'ingresso, con la sola eccezione del segnale proveniente dal preamplificatore phono, sono connessi ai controlli di preset P1 e P2, che servono a regolare la sensibilità d'ingresso per gli ingressi sintonizzatore e ausiliario. L'ingresso prescelto viene quindi inviato al primo stadio del Consonant per mezzo del selettore S1. T1 è collegato come emitter follower e si comporta da buffer tra gli ingressi e il resto del circuito. Questa circuitazione è migliore del collegamento diretto al tape monitor, come avviene in alcuni amplificatori, in quanto la variazione dell'impedenza di carico, che si ha inserendo il tape monitor può modificare il livello del segnale se la sorgente non è bufferata. Anche il filtro rumble è realizzato su T1. Ha una pendenza di 12 dB/ott e una frequenza di taglio (a -3 dB) di 60 Hz. Come chiaramente si vede dalla figura 4, anche con il commutatore in posizione di taglio viene spostata a 20 Hz. Questo garantisce che frequenze subsoniche, quali i segnali generati da dischi deformati o dalla discesa dello stilo sul disco, vengano drasticamente attenuate. È una caratteristica utile, in quanto queste basse frequenze, anche se non udibili, possono danneggiare l'unità dei bassi dei diffusori. L'uscita del filtro rumble è collegata, per mezzo del commutatore tape monitor, al controllo di guadagno P4. Il segnale derivato dal controllo di guadagno è bufferato da un secondo emitter follower, T2, che comprende anche il filtro "scratch". La pendenza di questo filtro è di 12 dB/ott, e la frequenza di taglio è di 10 kHz. Come nel caso del filtro "rumble", anche questo filtro non è mai completamente disinserito, commutando su "off" con S5, la frequenza di taglio viene spostata a 50 kHz. In questo modo si evita di captare le radiofrequenze, cosa che spesso avviene in preamplificatori a larga banda.
Inoltre viene anche limitato lo slew-rate d'ingresso con segnali a pendenza elevata, riducendo il pericolo di intermodulazione dinamica (TIM = Transient Intermodulation) sul finale di potenza. Ovviamente un limite superiore di frequenza di 50 kHz è più che sufficiente per la riproduzione ad alta fedeltà.
Il circuito di controllo dei toni è molto simile a quello impiegato nel Preco, le differenze principali consistono nel commutatore di esclusione S8, che disinserisce le reti selettive attorno a P5 e P6, e i commu-

tatori S6 e S7 che selezionano le frequenze di turnover, inserendo dei condensatori addizionali, C14 e C16, nel circuito. Si può notare come i commutatori dei filtri e delle frequenze di turnover abbiano in parallelo delle resistenze di alto valore. Queste mantengono identica la tensione sui condensatori, inseriti e non. Questo accorgimento elimina i "click" che invece si verificano durante la carica dei condensatori al momento della loro inserzione.

Il guadagno totale del Consonant (x3) è fornito dai transistor della sezione dei controlli di tono, T3 e T4.

All'uscita del Consonant il controllo di bilanciamento P7. R33 e P7 sono accoppiati in alternata al collettore di T4 per mezzo di C20, e quindi costituiscono parte del carico di collettore che determina il guadagno di questo stadio. Ruotando P7 in senso antiorario, il suo valore resistivo aumenta, aumentando la resistenza di collettore di T4, e quindi il guadagno del canale sinistro. P7', il controllo di bilanciamento del canale destro, è collegato in maniera opposta, e quindi quando la manopola viene ruotata in senso antiorario, la sua resistenza diminuisce e diminuisce anche il guadagno del canale destro. Ruotando il controllo di bilanciamento in senso orario, la resistenza di P7' aumenta mentre quella di P7 diminuisce, quindi il guadagno del canale destro sale, e quello del canale sinistro scende. Con il controllo di bilanciamento in posizione centrale, la resistenza di P7 è identica a quella di P7', di conseguenza il guadagno dei due canali è lo stesso.

Questa configurazione presenta dei vantaggi rispetto a quella con un potenziometro singolo, che compie una simile funzione nel Preco. A causa della resistenza di contatto tra il cursore e la traccia, nel Preco è possibile la diafonia, durante la corsa completa del potenziometro di bilanciamento. Con l'uso del potenziometro doppio, questo inconveniente è evitato nel Consonant. È comunque possibile, volendo, impiegare un potenziometro singolo, come verrà spiegato più avanti.

L'ultimo controllo da esaminare è il controllo dell'ampiezza dell'immagine stereo. Sono già state date su Elektor varie spiegazioni sul funzionamento di questi controlli, per cui ci limiteremo ad una breve descrizione. Con S4 chiuso i canali destro e sinistro sono collegati attraverso R35 e P3. R35 congiunge gli emettitori di T4 e T4' e quindi converte questi due stadi in un singolo amplificatore differenziale. Il segnale presente sul collettore di T4 non è solo il canale sinstro, ma L -kR, dove k è una costante determinata dai parametri del circuito. In altre parole il segnale sul canale sinistro consiste del segnale originale sinistro più una frazione in controfase del segnale destro, questo spiega il segno meno. Analogamente, il segnale sul canale destro vale R - kL.

L'effetto della frazione in controfase del canale destro sul canale sinistro è di far sembrare il canale destro ancora più spostato all'esterno, e un effetto simile è presente sul canale sinistro, in altre parole l'immagine dei segnali in fase tra i due canali, vale a dire i segnali L + R e R + L, l'esatta frazione di ogni segnale che passa sul canale opposto dipende dalla regolazione di P3. Con P3 regolato al minimo si ha la completa miscelazione dei due canali e si ottiene un'uscita mono. Regolando P3 per la massima resistenza l'effetto di miscelazione è minore e il risultato della miscelazione delle componenti in controfase è l'immagine stereo espansa o "super stereo". Naturalmente è possibile ottenere la normale immagine stereo disinserendo il controllo dell'immagine per mezzo di S4, eliminando ogni interconnessione tra i canali destro e sinistro.

Figura 1. Schema a blocchi di un canale del Consonant.

Figura 2. Circuito completo del canale sinistro del Consonant, includendo l'alimentazione che è unica per i due canali. Il canale destro è identico.

Figura 3. Risposta in frequenza del Consonant, escludendo i filtri e i controlli di tono.

Figura 4. Intervento filtri scratch e rumble.

2

P3 - ampiezza immagine stereo
P4 - volume
P5 - bassi
P6 - alti
P7 - bilanciamento
S1 - selettore ingressi
S2 - filtro rumble
S3 - tape monitor
S4 - esclusione controllo immagine stereo
S5 - filtro scratch
S6 - selettore frequenza di turnover bassi
S7 - selettore frequenza di turnover alti
S8 - interruttore generale

T1 . . . T3 = BC 179C, BC 559C, . . .
T4 = BC 109C, BC 549C, . . .
T5 = BD 137, BD 139 . . .

B1 = 4 x 1N4001/ B80 C400

9945 2

3

9945 3

4

6

Brüel & Kjær
Measuring Obj.:
dB
−20
−30
−40
−50
−60
−70
L → R
R → L
Rec. No.:
Date:
Sign.:
10 20 Hz 50 100 200 500 1000 2000 5000 10000 20000 40000 D A B C Lin.
(1612/2112) A B C Lin.
9945 6

Alimentazione

Il preamplificatore richiede un'alimentazione stabilizzata di circa 21 V, che è realizzata con il diodo zener D1 e il transistor T5 di figura 2. Lo stesso fornisce l'alimentazione al preamplificatore phono. È previsto anche l'inserimento di un regolatore integrato, per i 15 V eventualmente necessari per alimentare un'indicatore si può scegliere il voltmetro PPM con l'UAA 180 descritto su Elektor 4 Settembre 1979.

Prestazioni

I risultati delle misure effettuate sul Consonant sono illustrati nelle figure 3 ... 8, e nella tabella delle caratteristiche.
La figura 3 mostra la risposta in frequenza del preamplificatore, escludendo i filtri e i controlli di tono. In figura 4 è riportata la stessa curva, con sovrapposte le caratteristiche dei filtri rumble e scratch. Le curve di risposta dei controlli di tono, che illustrano anche l'effetto delle frequenze di turnover commutabili, sono in figura 5.
I diagrammi della diafonia, canale sinistro sul destro e viceversa, sono riportati in figura 6. Come prevedibile, la separazione tra i canali è migliore a basse frequenze e peggiora progressivamente all'aumentare della frequenza, a causa dell'accoppiamento capacitivo tra i due canali. Comunque, la diafonia a 1 kHz è un rispettabile valore di — 50 dB riferito a 0 dB = 775 mV RMS a 1 kHz. Lievi differenze tra canale destro e sinistro sono causate dall'inevitabile asimmetria nella disposizione sullo stampato del canale sinistro e destro.
la distorsione di seconda armonica misurata a tre diversi livelli, —10 dBm, 0 dBm e + 10 dBm, è riportata in figura 7. Anche ad un livello di + 10 dBm, con l'uscita del preamplificatore a 2.45 V RMS ovvero 6.92 Vpp, la distorsione di seconda armonica per qualsiasi frequenza non supera lo 0.23%! Ai normali operativi la distorsione di seconda armonica è, come prevedibile, considerevolmente più bassa, minore dello 0.07% a 0 dBm e inferiore allo 0.04% a —10 dBm.
Inoltre la distorsione del Consonant è prevalentemente di seconda armonica, quindi meno fastidiosa, come si vede in figura 8. La distorsione di seconda armonica relativa al livello 0 dBm = 775 mV è rappresentata sulla traccia superiore, mentre la traccia inferiore è la distorsione di terza armonica corrispondente, inferiore allo 0.02% a tutte le frequenze.

OFFERTA SPECIALE RIVISTE ARRETRATE

AFFRANCARE
CON
L. 120

JCE Divisione Elektor

Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello B.

Nome ____________________

Cognome ____________________

Via ____________________ N. __________

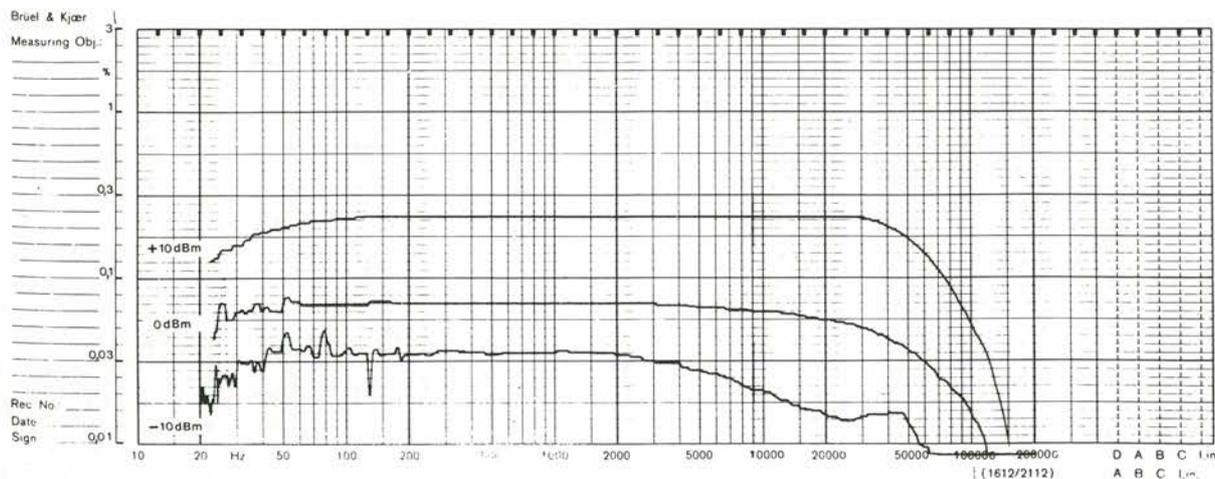
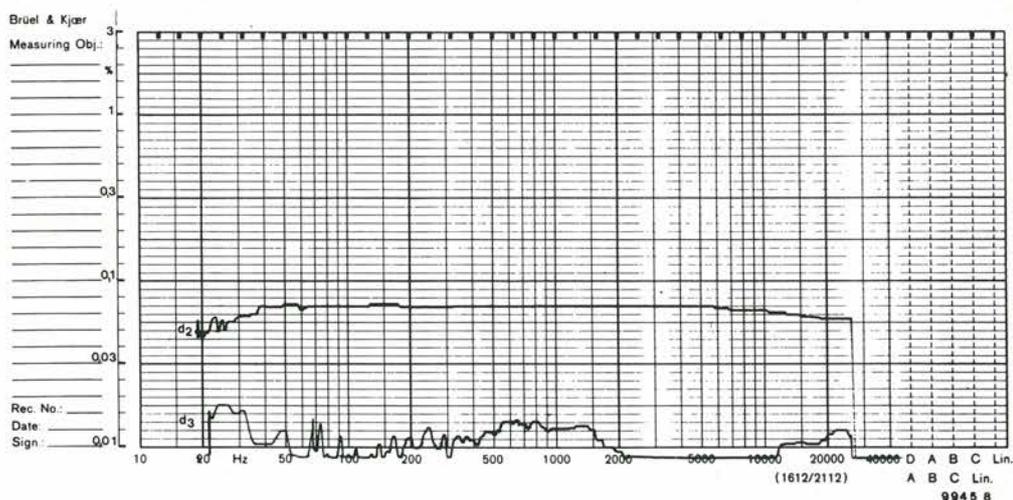
C.A.P. __________ Città ____________________

☐ Inviatemi i 6 numeri arretrati del 1979 di Elektor

☐ Allego assegno di L. 7.000

☐* Ho effettuato il versamento sul c/c postale 315275 intestato a JCE-Milano

☐* Ho effettuato il versamento con vaglia postale intestato a JCE
Via dei Lavoratori 124 - 20092 Cinisello B. (MI)

* In questi casi specificare sui moduli postali la causale del versamento.

Costruzione

In questo progetto è stato dato molto spazio alla semplicità di realizzazione, con il risultato che tutti i componenti sono montati su un'unica piastra di circuito stampato, senza complessi cablaggi per potenziometri e commutatori. Inoltre sono stati evitati comandi di difficile montaggio sullo stampato. Tutti i potenziometri e i commutatori vengono fissati al circuito stampato usando le loro boccole di fissaggio, e i collegamenti elettrici con lo stampato vengono eseguiti con ponti abbastanza corti. Questa soluzione, oltre a semplificare notevolmente il montaggio, ha il vantaggio che i valori di diafonia sono decisamente più prevedibili, in quanto non influenzati dalla struttura del cablaggio.

In figura 9 sono riportati il circuito stampato e la disposizione dei componenti, ma è necessario qualche chiarimento.

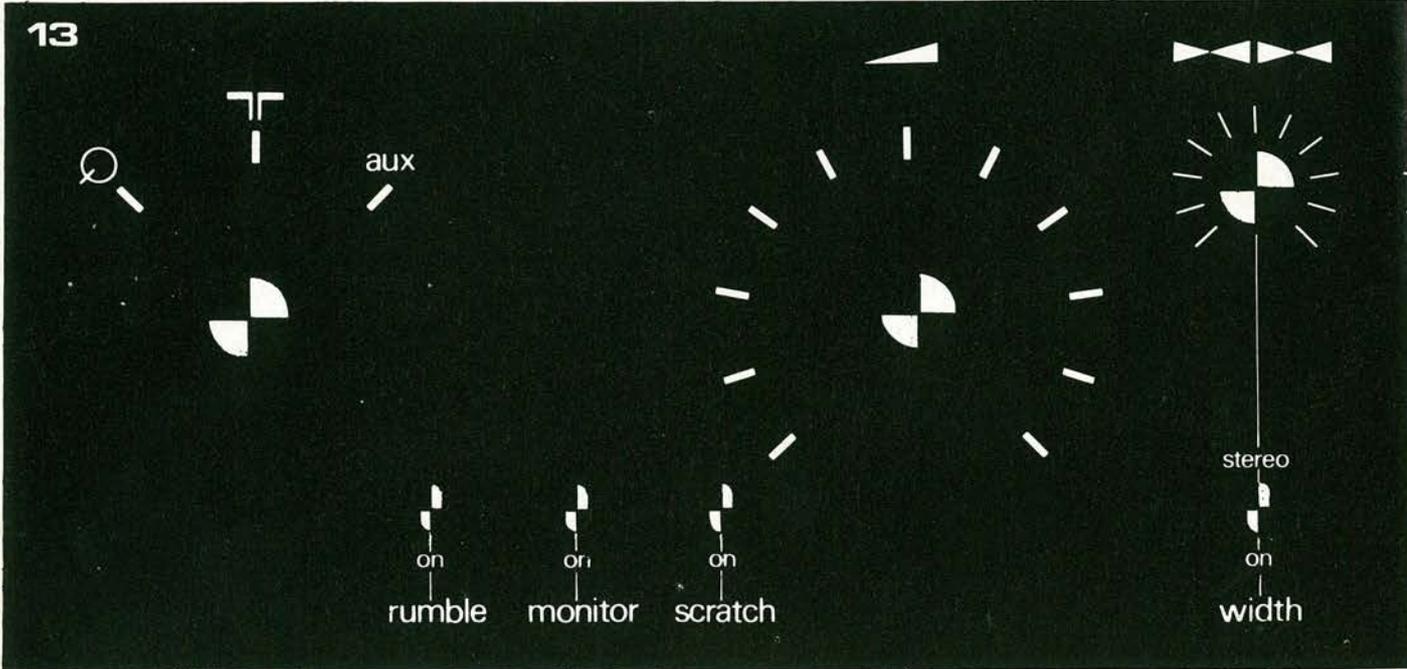
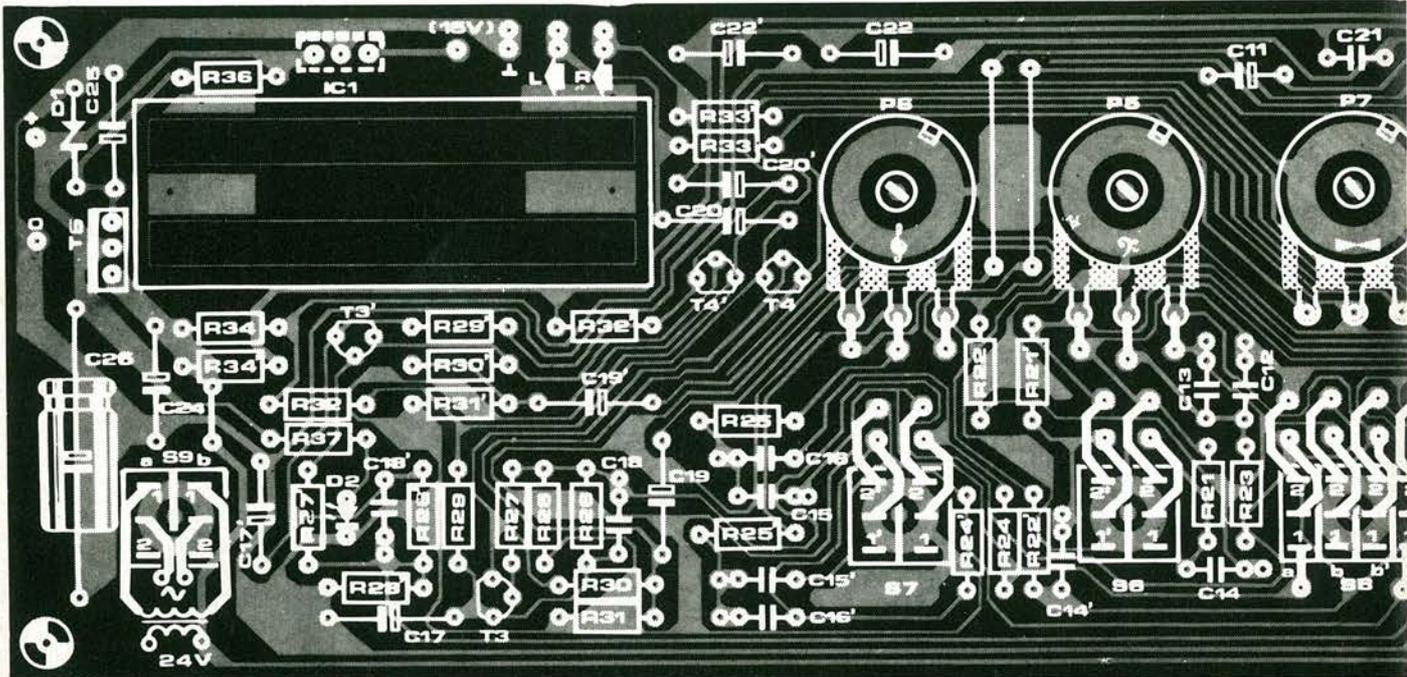
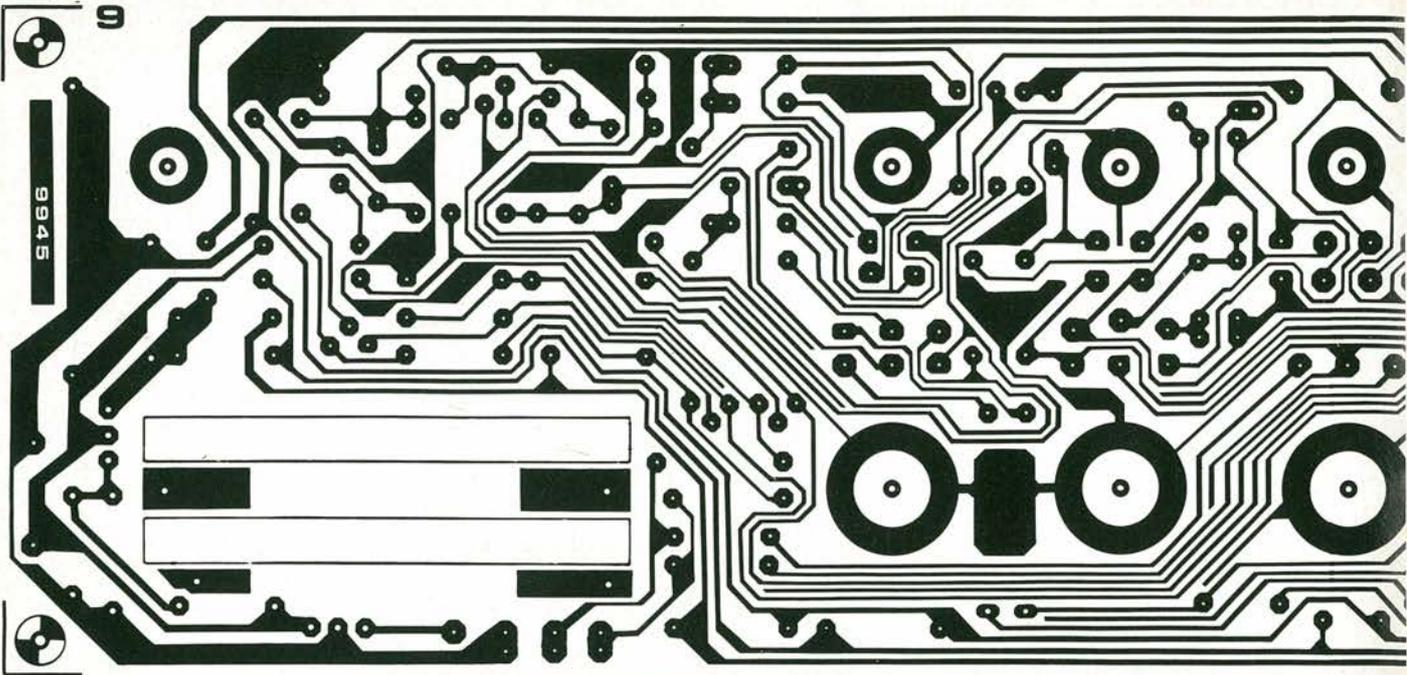
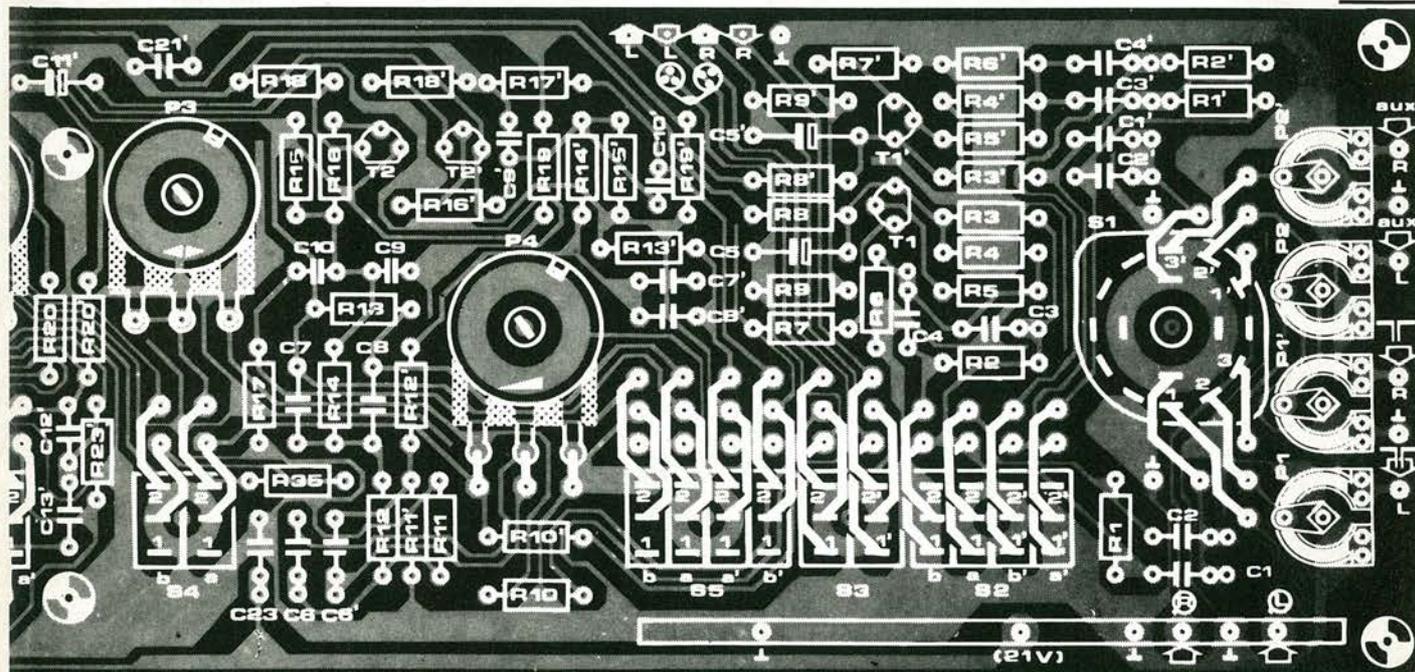
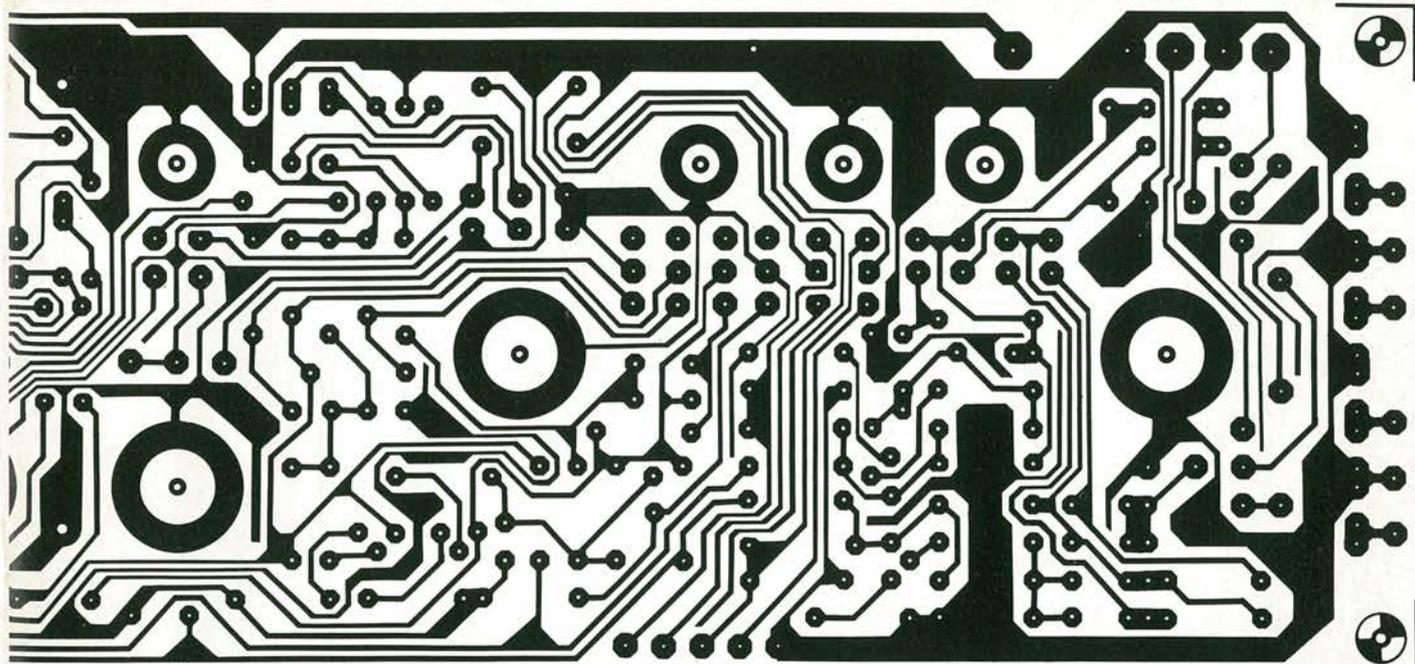
Una disposizione suggerita per il preamplificatore completo è data in figura 10, e mostra anche il posizionamento della scheda phono (Preconsonant) e delle schede per l'indicatore di livello a LED. Per prevenire loop di massa e possibili ronzii, si dovrebbe seguire fedelmente lo schema di cablaggio indicato. Si dovrebbe usare cavetto schermato per tutti i terminali di segnale. Lo schema dei cavi non dovrebbe venire collegato al telaio sulle prese di ingresso/uscita; per prevenire l'interferenza RF, lo schermo di ogni cavo dovrebbe essere disaccoppiato dal telaio in prossimità della presa, usando un condensatore da 1 nF.

La figura 11 mostra due cablaggi alternativi, per il potenziometro di bilanciamento singolo o doppio, mentre la figura 12 spie-

Figura 5. Intervento dei controlli di tono, rispettivamente in massima esaltazione, posizione centrale, e massima attenuazione, evidenziando anche l'effetto della selezione delle frequenze di turnover.

Figura 6. Diagramma della diafonia L su R, e R su L in funzione della frequenza, relativa a 0 dBm = 775 mV a 1 kHz.

Figura 7. Distorsione di seconda armonica in funzione della frequenza, a + 10 dBm, 0 dBm e -10 dBm.

Figura 8. Questo diagramma indica che la distorsione di terza armonica è significativamente inferiore a quella di seconda armonica.

9
9945
13
aux
stereo
on
on
on
on
rumble
monitor
scratch
width

elektor consonant

on

power

10

AUX

9945 10

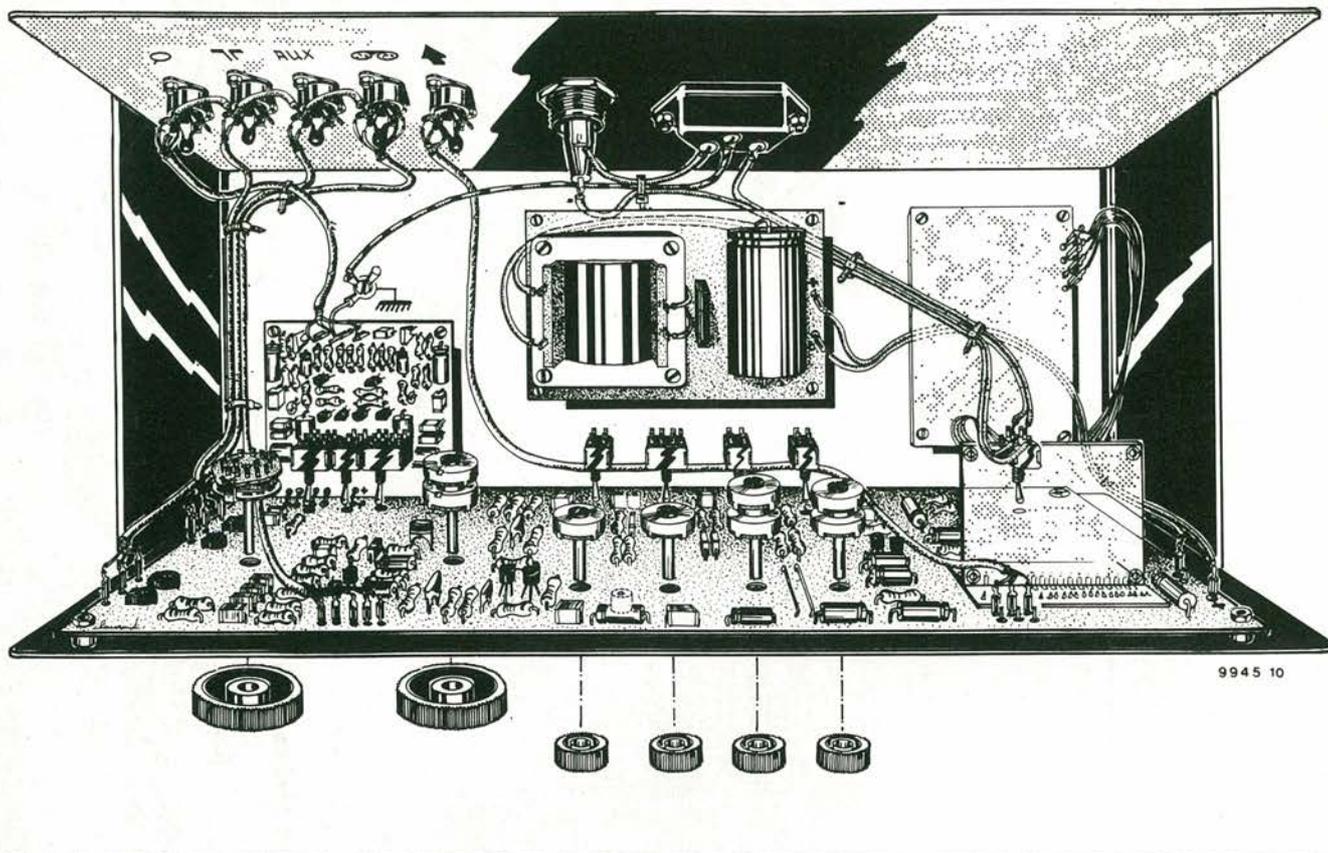
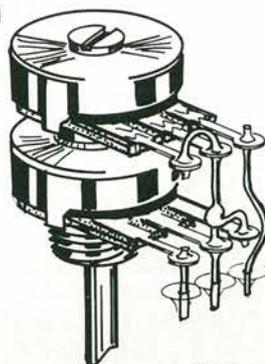
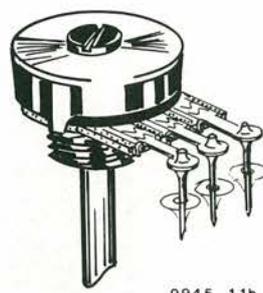
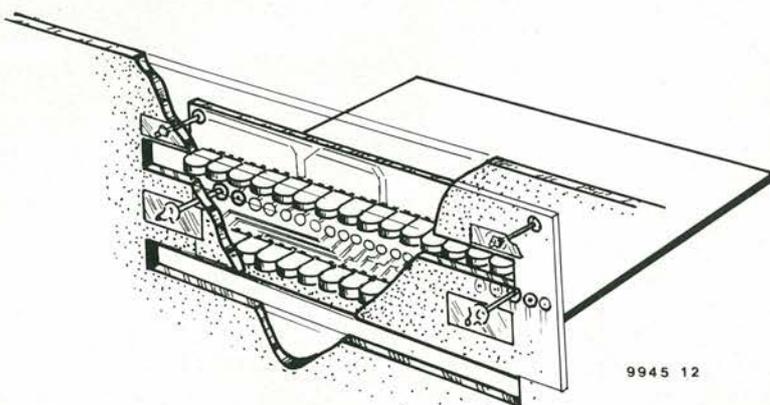



Figura 9. Circuito stampato e disposizione dei componenti per il Consonant (EPS 9945). I componenti del canale destro sono contraddistinti dall'apostrofo.

Figura 10. Disposizione e cablaggio suggeriti per il Consonant. Notare i condensatori di disaccoppiamento RF da 1 nF, montati tra il telaio e lo schermo del cavo, in prossimità di ogni presa.

Figura 11. Cablaggi alternativi per il controllo di bilanciamento con potenziometro doppio e songolo.

Figura 12. L'indicatore a LED viene fissato sulla scheda usando dei terminali rigidi, i LED fuoriescono da opportune finestre ricavate nella scheda.

Figura 13. Pannello frontale per il Consonant.

Elenco dei componenti

Resistenze:

R1,R1',R2,R2',R13,R13',
R17,R17' = 3M3
R3,R3',R6,R6' = 330 k
R4,R4' = 22 k
R5,R5',R16,R16',R18,R18',
R27,R27' = 1 k
R7,R7',R31,R31' = 330 Ω
R8,R8' = 6k8
R9,R9' = 100 k
R10,R10' = 8k2
R11,R11' = 390 k
R12,R12',R14,R14',
R29,R29' = 33 k
R15,R15' = 47 k
R19,R19' = 27 k
R20,R20',R22,R22' = 18 k
R21,R21',R24,R24' = 1 M
R23,R23',R30,R30' = 4k7
R25,R25',R32,R32' = 3k3
R26,R26' = 56 k
R28,R28' = 470 k
R33,R33' = 820 Ω
R34,R34' = 100 Ω
R35 = 560 Ω
R36 = 1 k/½ W
R37 = 1k8/1 W
P1,P1',P2,P2' = 100 k preset
P3 = 220 k potenziometro singolo
P4 = 22 k potenziometro doppio
P5,P6 = 47 k potenziometro doppio
P7 = 4k7 (5 k) lin potenziometro singolo o doppio (vedi testo)

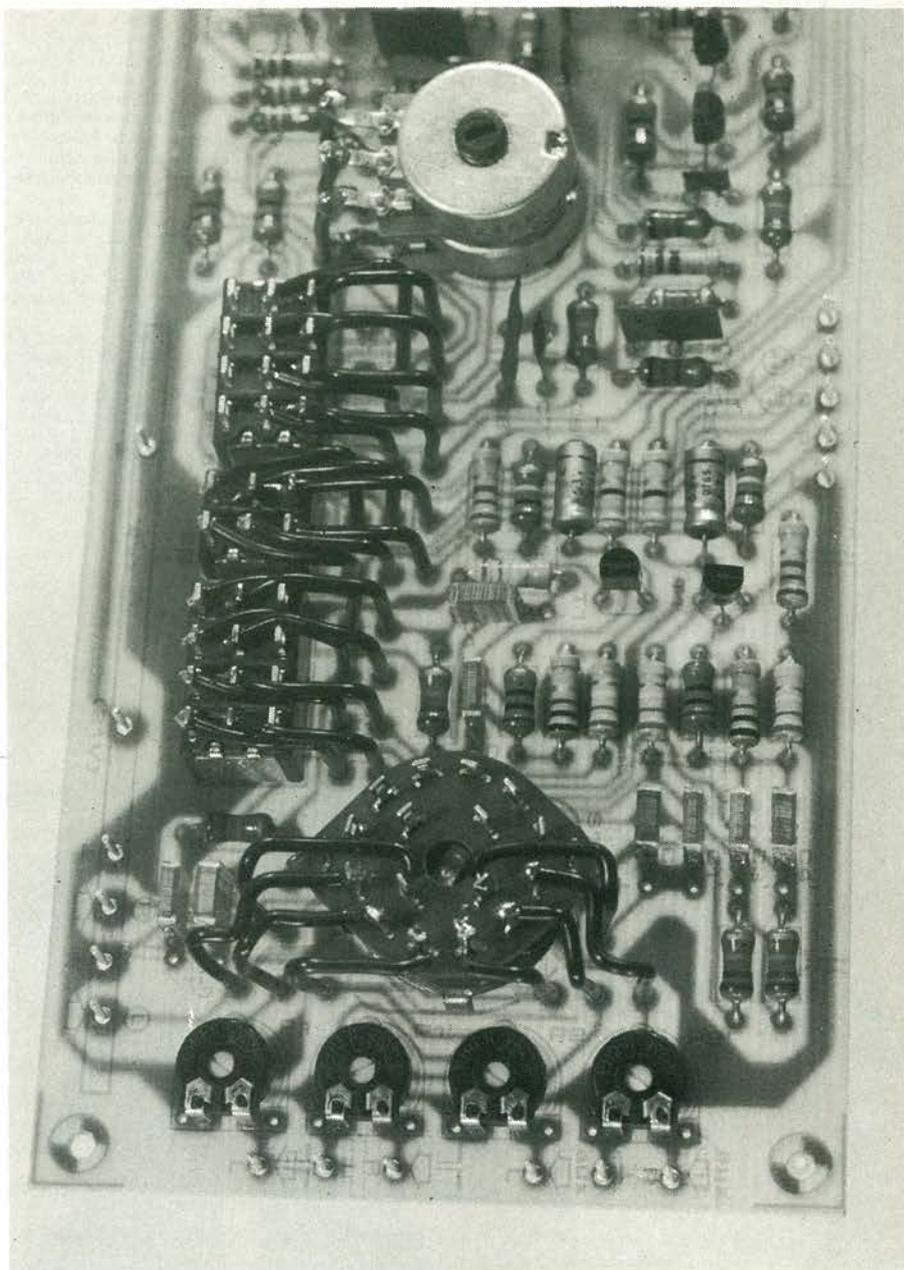
Condensatori:

C1,C1',C3,C3' = 18 n
C2,C2',C4,C4' = 47 n
C5,C5' = 4µ7/16 V
C6,C6',C21,C21',C23 = 100 n
C7,C7',C9,C9' = 56 p
C8,C8',C10,C10' = 270 p
C11,C11',C19,C19' = 1 µ/16 V
C12,C12',C13,C13',
C14,C14' = 39 n
C15,C15',C16,C16' = 1n2
C17,C17',C20,C20' = 10 µ/16 V
C18,C18' = 1n5
C22,C22',C24,C25 = 10 µ/25 V
C26 = 220 µ/40 V
C27 = 1000 µ/40 V

Semiconduttori:

T1,T1',T2,T2',T3,T3' = BC 179B, BC 559B o equivalenti
T4,T4' = BC 109C, BC 549C o equivalenti
T5 = BD 137, BD 139 o equivalenti
IC1 = 7815 (TO-220 contenitore vedi testo)
D1 = zener 22 V/400 mW
D2 = LED
B1 = 4 x 1N4001 or B80 C400

Varie:

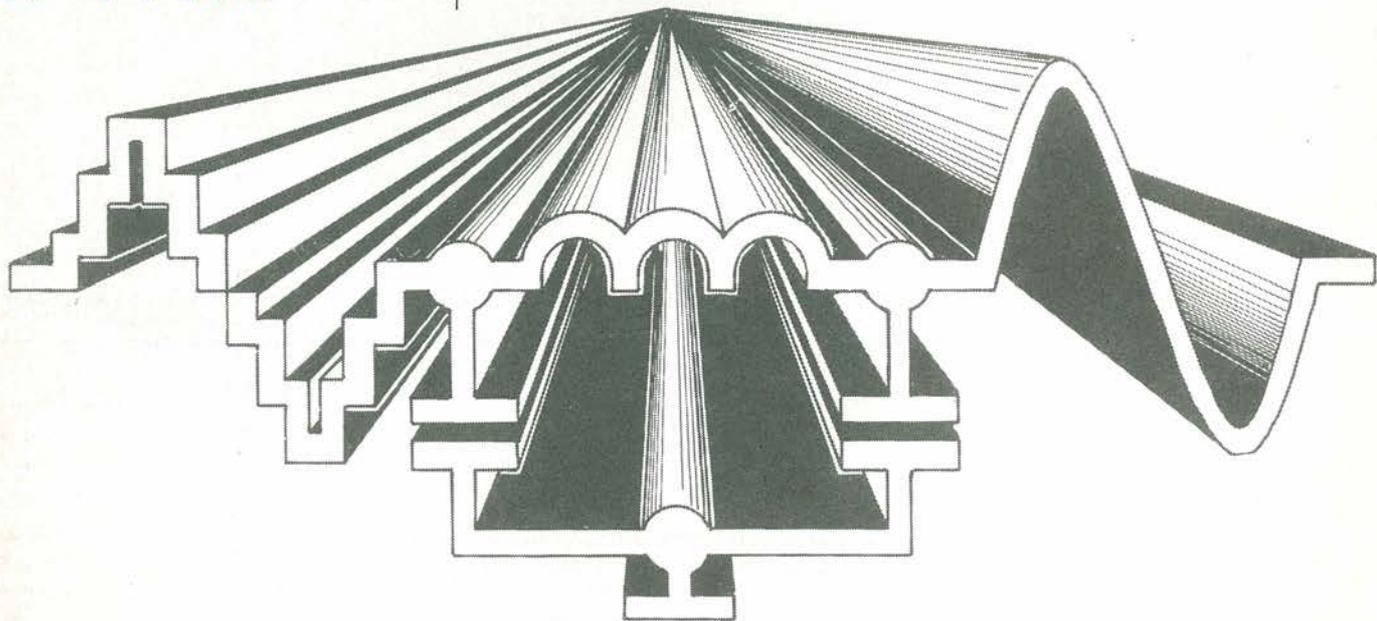
S1 = due vie, 3 posizioni
S2,S5,S8 = 4 vie, 2 posizioni
S3,S4,S6,S7 = interruttore bipolare
S9 = double pole on/off (250 mA)
Tr1 = trasformatore 24 V / 250 mA
F1 = fusibile ritardato 250 mA
5 condensatori da 1 nF per la soppressione di interferenze RF

ga come fissare la scheda dell'identificatore a LED alla piastra del preamplificatore usando terminali di tipo rigido.
In figura 13 è presentato un pannello frontale per il Consonant. In questo pannello d'acciaio sono ricavati quattro fori di passaggio, che corrispondono ai fori degli angoli del circuito stampato. Sfruttando questi fori è possibile montare la piastra sul pannello frontale usando viti, dadi e distanziatori. Per prevenire la flessione dello stampato, di lunghezza considerevole, sono previsti nella parte centrale altri due fori, ma sul pannello frontale non esistono i corrispondenti perché sarebbero risultati brutti a vedersi. Quindi le viti di fissaggio devono essere cementate sulla parte posteriore del pannello frontale, usando adesivo epossidico.
Il pannello frontale provvede anche alla schermatura dello stampato, e deve essere collegato a massa, altrimenti è possibile che venga captato del ronzio quando si agisce sui comandi.
Il pannello frontale è più lungo di quanto indicato in figura 13 (infatti ha una lunghezza di 418 mm). Questo permette di inserire il Consonant in numerosi tipi di contenitori, dovendo semplicemente accorciare il pannello fino alla lunghezza voluta.

Un invito a conoscere, sperimentare, migliorare idee interessanti ma imperfette.

Il tipo d'interferenza interessata è del tipo 'spike': impulsi brevi a intervalli di tempo relativamente lunghi, spesso di livello molto maggiore del segnale utile. Questo tipo di interferenza è generalmente causato da scintille elettriche - in motori elettrici, sistemi d'accensione di motori, e anche fulmini . È normalmente difficile sopprimerli in modo soddisfacente, poiché gli alti livelli e le alte frequenze tipiche tendono a far saturare i ricevitori, provocando distorsione d'intermodulazione.

Il normale filtraggio non è di grande aiuto con questo tipo di interferenza, poiché lo spettro di questi disturbi si estende dalla continua fino a 200 MHz o quasi. Anche sopprimendo le componenti al di fuori della banda audio, resta un'impulso in banda audio pur se di ampiezza, durata e slew rate modificati.

Tuttavia è possibile una soppressione efficace, se gli impulsi sono più brevi del semiperiodo della più alta frequenza di segnale utile (vedi figura 1). Durante il 'tempo di spike' T_S, si interrompe il percorso del segnale; di conseguenza l'impulso d'interferenza viene bloccato. Ma viene bloccato anche il segnale, ovviamente (figura 2a); comunque il filtraggio passa-basso all'uscita lo ricostruisce in maniera soddisfacente (figura 2b) - fondamentalmente è lo stesso principio del campionamento.

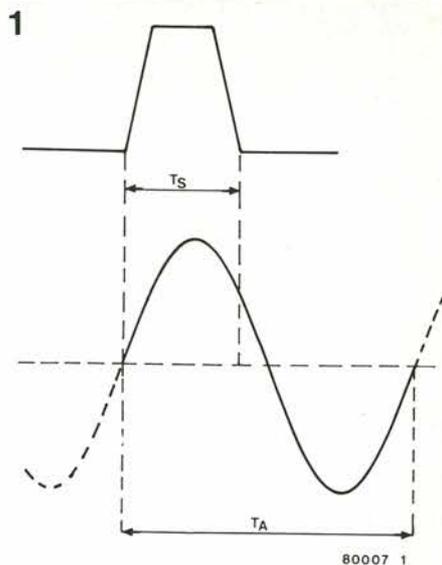
Figura 1. In questo caso si suppone che l'impulso di disturbo sia più breve del semiperiodo del segnale utile. Questo significa che può essere soppresso, sempreché sia possibile rilevarlo!

Applicazioni PWM

Sono possibili numerose applicazioni per il sistema PWM (Pulse Width Modulation = Modulazioni di ampiezza di Impulsi) autooscillante presentato su Elektor 10, Marzo 1980. In questo articolo vengono trattati due esempi interessanti: un soppressore d'interferenze e un controllo di volume multicanale. Il soppressore d'interferenze (in pratica, una "trappola per disturbi impulsivi") è estremamente efficace; il controllo di volume offre il vantaggio di un buon accoppiamento per qualsiasi numero di canali.

Un sistema migliore per riempire il 'vuoto' dov'era presente lo 'spike', è di mantenere costante il livello del segnale durante tutta la durata dello 'spike'. Si può ottenere questo risultato usando un circuito sample-and-hold lungo il percorso del segnale, e controllando gli impulsi di campionamento, interrompendoli quando viene rilevato uno 'spike'.

Questo concetto è illustrato in figura 2c. Ancora meglio sarebbe stato interpolare con una linea il valore prima e dopo lo 'spike', come in figura 2d; la realizzazione sarebbe risultata piuttosto costosa, richiedendo almeno una linea di ritardo.

In ogni caso, si deve trovare il sistema per rilevare la presenza di un'impulso di interferenza. Normalmente la rilevazione si basa sul livello: l'ampiezza di spike veramente fastidiosa è molto maggiore dell'ampiezza del segnale. I disturbi aventi un'ampiezza uguale o minore del segnale non vengono rilevati.

Esiste un'altro sistema per sbarazzarsi degli 'spike'; usare circuiti con slew-rate relativamente basso - appena sufficiente per trasmettere la gamma audio. I fianchi piuttosto ripidi degli 'spike' vengono limitati dallo slew-rate, e poiché la durata è piuttosto limitata, la loro ampiezza viene drasticamente ridotta. Il vantaggio di questo sistema è di trattare identicamente tutti gli spike, indipendentemente dal loro livello rispetto al segnale audio. Lo svantaggio più significativo è che gli spike non vengono soppressi completamente - ma anche gli altri sistemi lasciano qualche tipo di 'gobba' o 'depressione' nel punto in cui c'era lo spike. Un'ulteriore svantaggio di molti sistemi a slew-rate è che sono asimmetrici; si comportano sul fronte si salita e di discesa dello spike.

Il sistema PWM autooscillante descritto nel numero di Marzo può essere usato come modulo base per un soppressore di interferenze a slew-rate, come si veda in figura 3. Finché l'amplificatore PWM, A1, non viene sovraccaricato (da un segnale d'ingresso di elevata ampiezza e/o frequenza) il segnale d'uscita u_o segue l'ingresso u_i. Con una differenza: il segnale in uscita consiste di una sequenza di gradini di tensione, che approssimano la forma del segnale d'ingresso. L'uscita può variare di un solo gradino per ogni periodo del clock intero.

Questo sistema funziona meglio per spike di breve durata, come si può vedere dai programma di figura 3. Maggiore è la durata dello spike rispetto al periodo di clock intero, maggiore è il suo effetto sul segnale d'uscita.

Il circuito

Il circuito di figura 4 è un'esempio pratico di applicazione del principio descritto.

È stato previsto specificamente per la riduzione delle interferenze da sistemi di accensione, durante l'ascolto da autoradio VHF-FM.

Il segnale d'ingresso viene amplificato da A1 ad un livello apportuno per il corretto funzionamento del sistema PW (A2, A3). Questo sistema è più efficace per segnali d'ingresso compresi tra 3 e 6 Vpp.
La frequenza di clock intero è determinata da P2; per l'uso con una autoradio VHF-FM, la frequenza 'clock' deve essere almeno 106 kHz per prevenire l'effetto 'alea'. È lo stesso principio del campionamento: la frequenza di clock (sempling rate) deve essere almeno doppia della massima frequenza del segnale (53 kHz per le apparecchiature FM stereo).
D'altra parte, il circuito perde parte della sua efficacia all'aumentare della frequenza di clock, per i motivi spiegati in precedenza. Quindi, la soluzione migliore si è dimostrata quella di regolare la frequenza di clock a 38 kHz. Se è presente un segnale stereo, il clock si sincronizza con la sottoportante (il tono pilota a 19 kHz, per essere precisi); l'effetto 'alea' in questo caso provoca una parziale demodulazione delle componenti differenza del segnale stereo, invece di causare una sgradevole distorsione.
La taratura ottimale di P1, P2 e P3 è compromesso tra la soppressione dell'interferenza e la qualità del segnale. Se si pretende una elevata sonora, si deve accettare una soppressione delle interferenze più ridotta; se si richiede un'ascolto limitato a 'notizie sul traffico', è virtualmente possibile la completa soppressione. Si de-

2

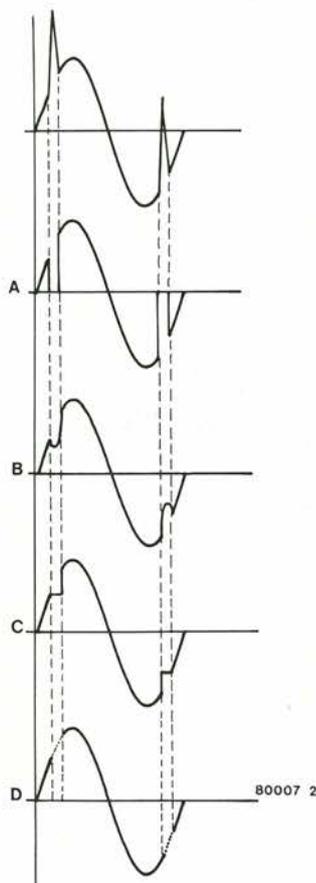



Figura 2. Considerando un segnale con due brevi spike d'interferenza, e supponendo di poter rilevare questi spike, ci sono le seguenti possibilità di soppressione: a) interrompere il percorso del segnale per tutta la durata degli spike. Questa soluzione lascia un 'buco' nel segnale d'uscita. b) come nel caso a), ma con l'aggiunta di una rete d'integrazione (ad esempio un filtro passa-basso) per riempire il 'vuoto'. c) in questo caso, il livello del segnale viene mantenuto costante per l'intera durata dello spike, e il risultato è una zona 'piatta' nel segnale d'uscita. Questo segnale, dopo l'integrazione, risulta molto migliore che nei casi precedenti. d) molto buona come soluzione, ma anche molto costosa: i livelli di segnale prima e dopo lo spike vengono comparati, e si esegue una interpolazione lineare tra questi due valori. Questo sistema richiede una linea di ritardo analogica, poiché il circuito non può fornire il segnale d'uscita voluto se non dopo la conclusione dello spike.

3

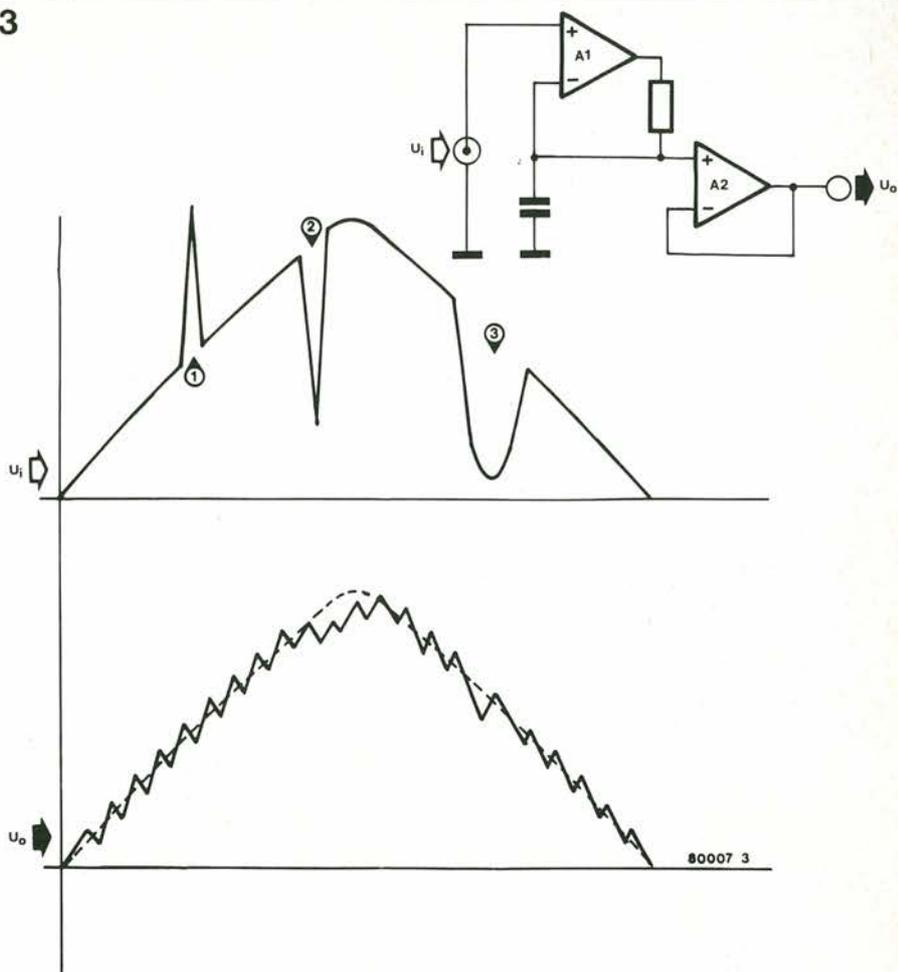



Figura 3. Schema a blocchi del soppressore d'interferenze PWM. Il livello del segnale del condensatore, può variare soltanto a gradini. Uno spike di breve durata non può incrementare il segnale di oltre un gradino. All'aumentare della durata dello spike, la variazione può essere di più gradini, diventando sempre più evidente.

4

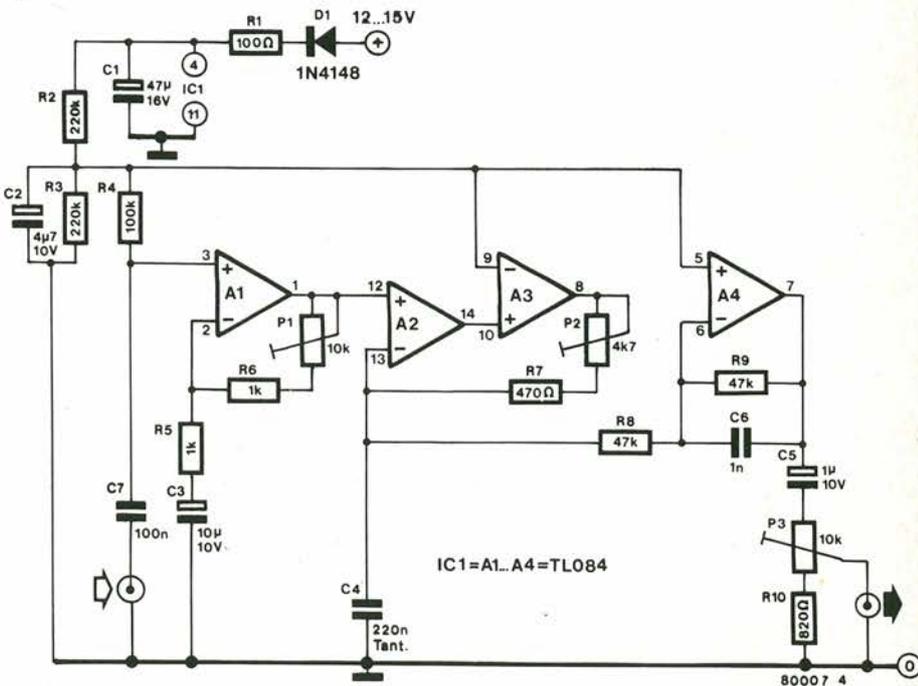



Figura 4. Circuito completo di un soppressore d'interferenze per ricevitori VHF-FM (e anche a onde corte).

ve notare che il segnale audio va preso prima della rete di deenfasi del ricevitore. Se non è possibile, bisogna rimuovere la rete di deenfasi esistente; nello schema riportato, R9 e C6 provvedono opportunamente al taglio.
Lo stesso circuito può essere usato per ricevitori a onde corte, se la larghezza di banda IF è maggiore della massima frequenza di modulazione. In pratica, questo significa che il circuito è adatto per il normale ascolto di trasmissioni a ondecorte.
La costruzione del circuito non è critica.
Per l'installazione, comunque, ci si deve ricordare che il segnale di clock intero e molto ricco di armoniche. Quindi, il circuito deve essere adeguatamente schermato.

Figura 5. Se la frequenza di clock intero dell'unità PWM può variare in funzione del segnale d'ingresso (ad esempio, impiegando un OTA), si può ottenere un soppressore dinamico di rumore e interferenze.

Altre applicazioni e miglioramenti

Non c'é motivo per cui questo tipo di soppressione di interferenze debba essere limitato a sistemi audio. Se si pensa che un'immagine TV accettabile richiede una larghezza di banda di 1, 2 MHz, sembra ovvio come progettare uno 'spartineve' per ricevitori TV. Tuttavia, questo richiede un'adeguata conoscenza dell'apparecchiatura TV in questione, per stabilire il punto di inserzione nel circuito e mantenere il livello corretto e l'adattamento d'impedenza.
Tornando alle applicazioni audio, il circuito può essere migliorato permettendo di variare la frequenza di clock in dipendenza dal segnale d'ingresso. Il circuito è riportato in figura 5. La frequenza di clock è controllata dalla corrente di polarizzazione I_{abc} di un OTA (Operational Transconductance Amplifier = Amplificatore Operazionale di Transconduttanza). Questa corrente di polarizzazione deve essere controllata dal segnale d'ingresso. Con un pò di cura, il risultato può essere un soppressore dinamico di rumore e interferenze.

Figura 6. Schema a blocchi di un controllo di volume multicanale. La tensione di controllo, U_c, è comune a più unità; fa variare contemporaneamente tutti i livelli d'uscita, con un'eccellente accoppiamento.

Controllo di volume multicanale

Il circuito base è quello di figura 6. Il segnale audio viene convertito in un segnale PWM, e quest'ultimo viene usato per pilotare un interruttore elettronico. Quando l'interruttore, S, è chiuso, la tensione tra i punti A e B vale zero. Quando l'interruttore viene aperto, invece, la tensione vale (1 - R1/R2) x U_c.
Quindi la tensione di uscita è proporzionale alla tensione di controllo U_c; se la stessa tensione di controllo viene usata per più canali, questi sono accoppiati esattamente. Molto utile!
La gamma di controllo dipende dalle caratteristiche dell'interruttore elettronico. Sia la diafonia tra ingresso e uscita che l'impedenza non nulla dell'interruttore 'chiuso' (ad esempio la tensione di saturazione di un transistor in commutazione) limitano la massima soppressione ottenibile.
Un esempio di circuito pratico illustra il principio di funzionamento. In figura 7, A1 e A2 generano il segnale PWM. T1 è l'interruttore elettronico, e A3 'smussa' il segnale dell'interruttore; si noti come l'ampiezza istantea determinata da due segnali: il segnale PWM derivato dal segnale d'ingresso e la tensione di controllo U_c.
Per espandere la gamma delle possibili applicazioni, è stata aggiunta una caratteristica addizionale. La tensione di controllo U_c viene applicata anche all'ingresso non invertente di A3. Veloci fluttuazioni del segnale di controllo provocano la modulazione in ampiezza del segnale d'uscita.
La gamma di controllo di questo circuito è data da:

$$20 \log \frac{U_c\,(U_c = 12V)}{U_o\,(U_c = 0V)} 60 \text{ dB}$$

La distorsione dipende dalla frequenza del segnale d'ingresso e dal valore U_c - da quest'ultimo in particolare, a causa delle caratteristiche di commutazioni non ottimali di T1. Ad esempio, con un segnale d'ingresso di 1.8 V ad una frequenza di 6 kHz, una tensione di controllo di solo 0.12 comporta una distorsione prossima all'1%.
Ovviamente questo circuito può essere ulteriormente migliorato oppure semplificato, in funzione dell'applicazione richiesta.

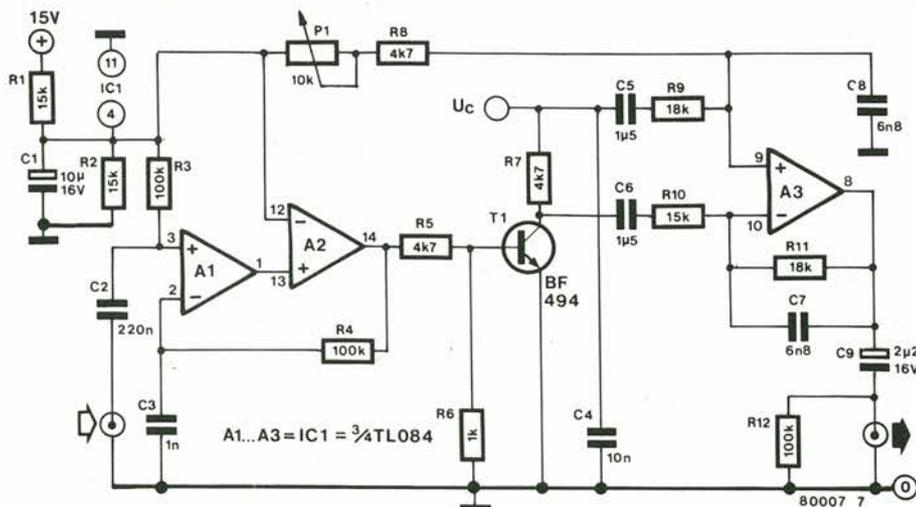



Figura 7. Uno schema pratico di volume multicanale. In questo caso, è stata aggiunta una caratteristica addzionale: una componente alternata, sovrapposta alla tensione continua di controllo (U_c) provoca la modulazione in ampiezza del segnale d'uscita.

quiz master

In molti giochi a quiz è importante stabilire chi è il primo a rispondere ad una domanda. Per evitare dispute e spiacevoli discussioni familiari, il sistema più semplice è ricorrere ad un arbitro elettronico Quizmaster.

N1,N2 = IC1 = 4012
N3,N4 = IC2 = 4012
FF1,FF2 = IC3 = 4013
FF3,FF4 = IC4 = 4013

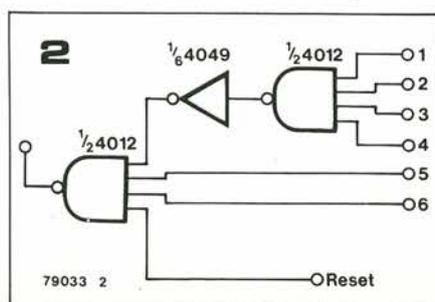
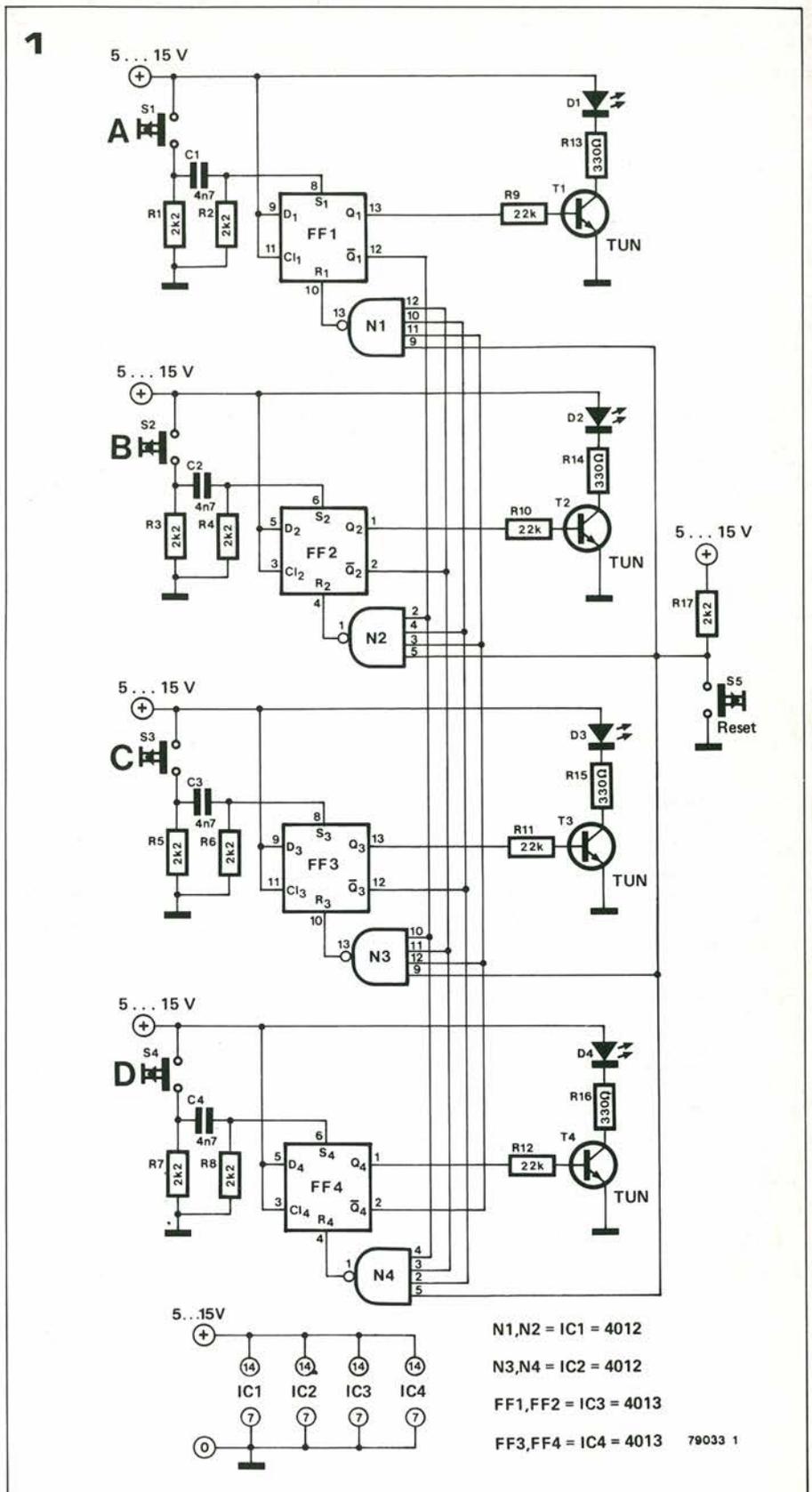
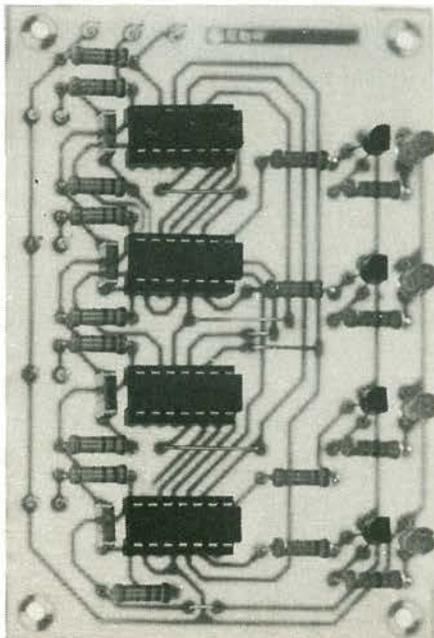
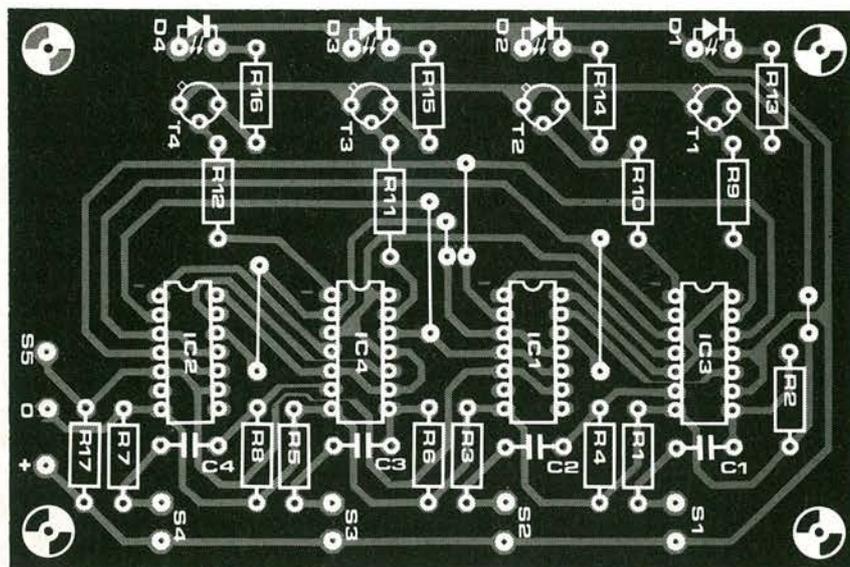
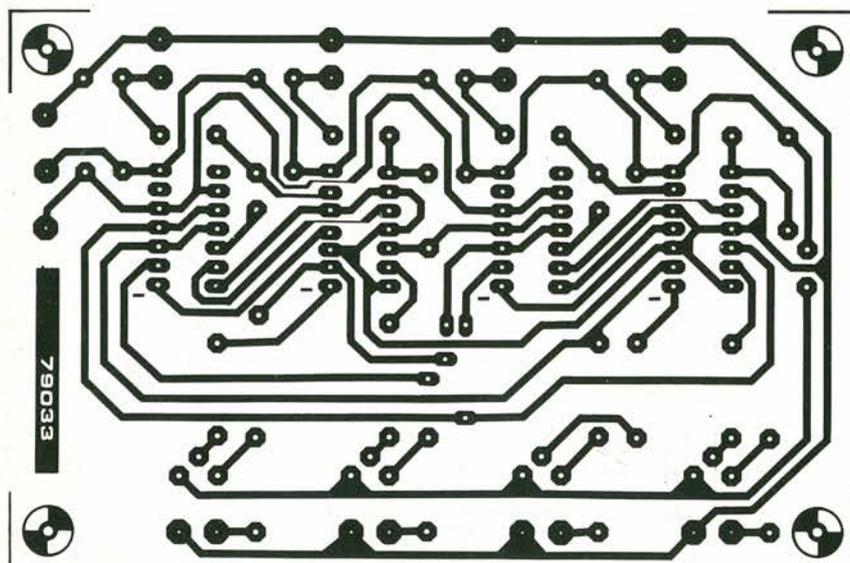



Figura 1. Schema a blocchi dei quizmaster.

Figura 2. Usando questa semplice combinazione di porte è possibile comporre una porta NAND a 6 ingressi (escludendo l'ingresso reset).

Figura 3. Maschera delle piste e disposizione dei componenti per il circito stampato del Quizmaster (EPS 79033).

3

In figura 1 è riportato lo schema di un circuito adatto. La configurazione mostrata è per 4 giocatori, tuttavia il progetto può essere esteso ad un numero qualsiasi di giocatori. Il funzionamento del circuito è estremamente semplice.

Ciascuno dei moduli di figura 1 consiste di un flip-flop che viene settato per mezzo di un pulsante. L'uscita Q di ogni flip-flop è collegata tramite una porta NAND all'ingresso di reset di tutti gli altri flip-flop. Non appena uno dei flip-flop viene settato, tutti gli altri flip-flop vengono inibiti, avendo l'ingresso reset a livello alto. L'uscita Q dell'unico flip-flop settato diventa alta, il transistor associato va in conduzione e il relativo LED si accende, dando un'indicazione visiva di quale pulsante è stato premuto per primo. Il circuito viene resettato per le prove successive, premendo il pulsante S5.

La rete RC all'ingresso di ogni modulo è semplicemente un formatore d'impulsi, che previene stati logici indefiniti provocati dalla contemporanea attivazione (livello alto) degli ingressi set e reset dei flip-flop.

È semplice espandere il circuito per oltre 4 giocatori. Per ogni persona in più si deve aggiungere un flip-flop, e il numero di ingressi delle porte NAND va aumentato di conseguenza.

Il circuito stampato è stato disegnato in previsione dell'uso di un CD 4068, che è una porta NAND a 8 ingressi (MC14012, CD 4012), e un semplice sistema per espandere il numero di ingressi è mostrato in figura 2. Questa configurazione equivale a un NAND a 6 ingressi, escludendo l'ingresso di reset, e quindi può essere utile per 7 giocatori.

Si deve ricordare che gli ingressi non usati devono essere collegati all'alimentazione positiva.

La costruzione del circuito non presenta problemi. Volendo, si possono collegare i pulsanti allo stampato per mezzo di cavi, anche lunghi.

L'impedenza relativamente bassa della rete formatrice di impulsi, garantisce una sufficiente soppressione del ronzio e di altri tipi di interferenza induttiva. È possibile ridurre i valori delle resistenze di queste reti fino a 1k. ◼

Elenco dei componenti

Resistenze:
R1 . . . R8,R17 = 2k2
R9 . . . R12 = 22 k
R13 . . . R16 = 330 Ω

Condensatori:
C1 . . . C4 = 4n7

Semiconduttori:
FF1 . . . FF4 = 4013
N1,N2 = 4012
T1 . . . T4 = TUN
D1 . . . D4 = LED

Varie:
S1 . . . S5 = interruttore e pulsante

I vocoders oggi

La musica "che parla" è una realtà.

F. Visser

L'interesse per i vocoter è cresciuto in maniera sorprendente. Soprattutto per quanto riguarda quelli commerciali, il numero di costruttori e di modelli sembra aumentare con legge esponenziale, ed è ancora difficile prevederne gli sviluppi.
Esistono quindi numerose ragioni per interessarsi al fenomeno dei vocoder - soprattutto ora che abbiamo raggiunto il risultato di poter presentare un circuito vocoder, espressamente progettato per l'autocostruzione! Maggiori dettagli a questo riguardo nel prossimo numero; per cominciare, faremo un breve riassunto dei principi fondamentali dei vocoder, in modo che chiunque possa capire di cosa si sta parlando.

Non è sorprendente che i vocoder siano divenuti così popolari, nel giro di pochissimo tempo. Questo è sicuramente avvenuto nel campo della musica elettronica, dove l'interesse per ogni tipo di effetto artificiale è rapidamente cresciuto nel giro di pochi anni.
Unendo a questo il fascino di "qualcosa" che può produrre artificialmente la voce (niente di nuovo: l'interesse esiste da secoli!), si hanno due motivazioni sufficienti per questo vocoder.

Storia

Per quanto la sintesi della voce non sia in realtà un compito del vocoder, i primi esperimenti in questo senso possono essere visti come il primo stadio della nascita del vocoder.
Von Kempelen fu il primo ad ottenere risultati positivi in questo campo. All'incirca nel 1970, costruì una complessa macchina costiuita da un'insieme di campane, membrane, risonanti e tubi.
Lo si creda o no, questa macchina produceva un suono simile alla voce umana!
All'inizio di questo secolo, Stewart realizzò il primo sintetizzatore elettrico di semplici suoni tipici della voce umana. Questo sintetizzatore della voce fornì l'ispirazione a Homer Dudley, dei laboraori Bell in USA; la sua invenzione fu brevettata nel 1936. Egli diede il suo analizzatore/sintetizzatore della voce il nome "Vocoder" - da VOice enCODER-decoder.
Questo vocoder era stato progettato per la trasmissione della voce, con una banda passante il più possibile ridotta. Ad esclusivo uso delle telecomunicazioni, quindi. Inevitabilmente, l'organizzazione militare mostrò notevole interesse per il vocoder. Questo, infatti, non solo permetteva di usare una banda di trasmissione molto "stretta", ma offriva anche la possibilità di codificare la voce - in modo da renderla inintelleggibile.
Attorno al 1950 apparve in registrazione su disco, una delle prime applicazioni musicali del vocoder, "il pianoforte parlante". L'effetto era piuttosto impressionante, soprattutto considerando lo stato dell'arte tecnologico a quei tempi, ma il fatto passò quasi inosservato. Fu tranquillamente considerato come un'ulteriore prodotto della "misteriosa arte dell'elettronica". Lo stesso disinteresse fu dimostrato quando Radio Luxembourg introdusse la sua ben nota sigla sonora, ed ancora quando i Beatles usarono un vocoder EMI per ricavare alcuni effetti sonori decisamente sofisticati.
Fu solo verso il 1975 che l'alone di mistero che circondava il vocoder iniziò a dissolevarsi. Fino ad allora, il vocoder veniva impiegato soltanto in alcuni laboratori importanti (Bell, Siemens, EMI, Philips, Sennheiser). Anche per un motivo impor-

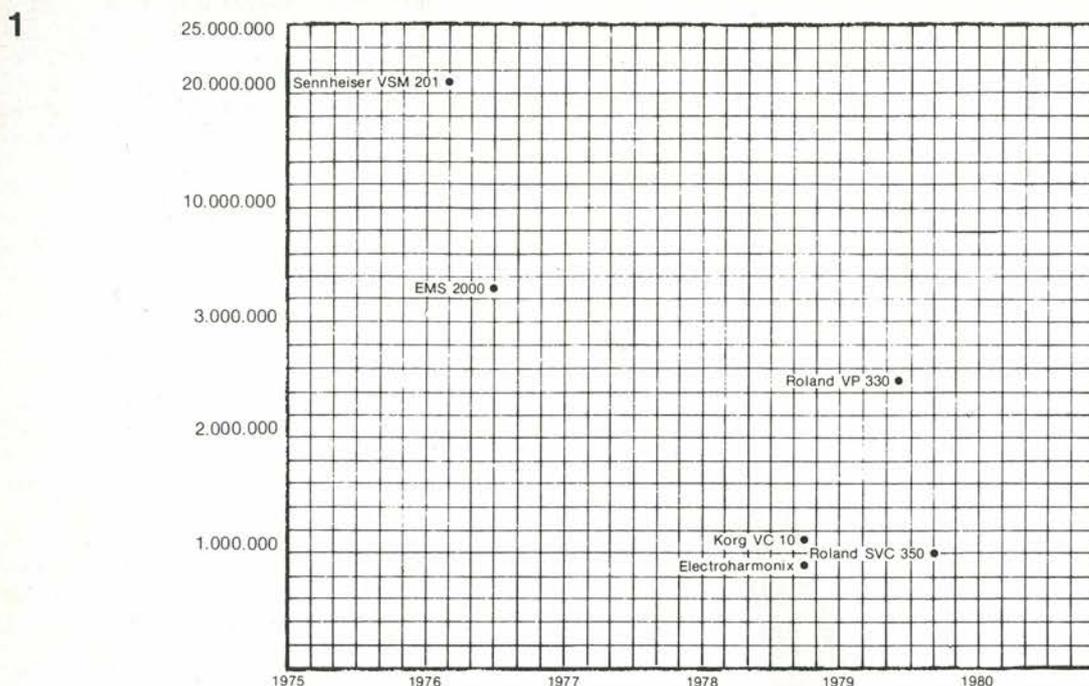



Figura 1. L'aumento dei modelli disponibili sul mercato italiano e la diminuzione dei prezzi sono illustrati chiaramente in questo grafico.

tante: questi vocoder erano così ingombranti che alcuni di essi occupavano un'intera stanza. È interessante comparare lo sviluppo dei vocoders con quello dei computer. Questi ultimi erano inizialmente considerati "spaventose" macchine di enormi possibilità. Solo 25 anni fa, si pensava che due computer sarebbero stati sufficienti per tutti gli USA: uno per la East Coast e uno per la West Coast. Oggi, siamo prossimi al momento in cui la popolarità dei vocoder ha avuto uno sviluppo ben diverso. Comunque, come precedenti invenzioni "rivoluzionarie" (ferrovia, autovetture, computers, sintetizzatori musicali elettronici), sembra che stia conquistando diversi campi applicativi, più di quanto non si potesse pensare alla sua origine. Analisi, sintesi, identificazione della voce, ingresso e uscita vocali per sistemi a computer, e ultima, non per importanza, l'applicazione per la musica elettronica: i vocoders vengono usati in tutti questi campi, ed è difficile prevederne gli sviluppi.

Il mercato

Il 1975 può essere considerato l'anno decisivo nella storia del vocoder. In quell'anno, un costruttore inglese di sintetizzatori e apparecchiature simili introdusse sul mercato un vocoder, progettato da Tim Orr. La EMS era già considerata una ditta che sapeva prevedere gli sblocchi futuri: era una delle più importanti nel settore della musica elettronica. In quel caso, era stata la prima a lanciare uno strumento musicale completamente nuovo: il vocoder. È al di fuori dello scopo di questo articolo analizzatore la filosofia di marketing degli attuali costruttori di vocoders,

Tabella 1

	prezzi appross. in migliaia (IVA esclusa)
EMS 2000 Vocoder	L. 3.180
Roland VP 330	L. 2.500
Roland SVC 350	L. 1.050
Sennheiser VSM 201	L. 20.000
Korg VC 10	L. 1.270
Microfono M Col	L. 165
Electroharmonix	L. 900
Voco Strings Diamond	L. 1.442

Tabella 1. Un elenco dei modelli vocoder attualmente disponibili sul mercato italiano ed il relativo prezzo (indicativo).

ma un solo esempio può chiarire il clima di confusione e di incertezza - da entrambe le parti, costruttori e musicisti - che divenne evidente dopo la presentazione del vocoder EMS.

Il Dr. Robert A. Moog, il "padre" dei sintetizzatori musicali, costruì nel 1970 il suo primo vocoder. Era costituito da una miriade di filtri, rivelatori di inviluppo e amplificatori controllati in tensione, e fu usato da Walter Carlos per l'arrangiamento del Corale di Beethoven nella colonna sonora dei film "Clockwork Orange".

A quei tempi, Moog non prevedeva un futuro commerciale per una versione semplificata di quell'apparecchiatura. E fu dopo l'apparizione del costoso vocoder EMS che pochi costruttori dimostrano un certo interesse (Sennheiser, Synton, Bode). Questo fatto costrinse Moog a rivedere la propria posizione: la sua estesa gamma di strumenti musicali era incompleta senza un vocoder.

Comunque, l'attuale vocoder Moog non è progettato dallo stesso Moog: è costruito su licenza. Il diritto aspetta ad Harold Bode, che per un certo tempo ha commercializzato il suo vocoder (brevettato). Questo brevetto sarà trattato più avanti.

La concorrenza tra i costruttori, e la costante diminuzione dei prezzi dal 1975, sono illustrati in figura 1.

Negli ultimi due anni, in particolare si può notare la comparsa di un nuovo costruttore - o al minimo di un nuovo modello - ogni pochi mesi!

Per coloro che sono più interessati ai prezzi, che alla data di produzione, in tabella 1 sono elencati i modelli europei disponibili con i relativi prezzi indicativi.

Applicazioni

I primi sistemi vocoder complessivi presentati (EMS Vocoder, Sennheiser VMS 201, Syntovox 221) si collocavano all'estremo superiore del settore. Erano molto costosi - ben al di sopra delle possibilità dei singoli musicisti e anche di piccoli studi di registrazione - e così complessi da usare, da rendere difficile l'acquisizione di risultati apprezzabili dal punto di vista artistico ... Il loro impiego era limitato a grandi studi di registrazione, stazioni radio, registrazione di colonne sonore e ad alcuni noti gruppi pop e compositori forniti di studio di registrazione personale.

Inoltre, un sistema con ottime caratteristiche di intelleggibilità e precisione, si prestava bene a ricerche sulla voce.

Restava scoperta una larga fetta di mercato: musicisti e gruppi alla ricerca di nuovi effetti sonori, un "suono diverso". Ci si aspettava che fosse l'industria giapponese

per prima ad offrire un vocoder ad un prezzo abbordabile ai musicisti di medie possibilità economiche.
C'era da aspettarselo .... ma non è avvenuto!
Nel novembre 1978, ad un'esposizione l'Audio Engineering Society a New York, la ditta americana Electroharmonix presentò un sistema vocoder ad un prezzo di circa 800 dollari. Anche un costruttore giapponese (Korg) ha presentato un vocoder - ma ad un prezzo decisamente superiore.
Entrambi questi erano di difficile uso, e i settori commerciali delle ditte di trovarono di fronte al problema di spiegare il funzionamento di queste complesse unità ad una larga schiera di potenziali acquirenti. A complicare ulteriormente le cose, i pochi che sapevano qualcosa di queste apparecchiature, non riuscivano a sviluppare a fondo le effettive possibilità: erano interessati soprattutto agli effetti "talking music".
Esiste anche un campo d'applicazione completamente diverso: il training vocale per gli handicappati. Un vocoder può infatti generare suoni elementari, o addirittura intere parole. Queste possono essere usate comparate con l'originale.
Un'ulteriore, teoricamente importante, applicazione del vocoder, è il training espressivo. La modifica del suono con la voce, ha spesso un'effetto di gruppo. Gli effetti più interessanti - e divertenti! - si ottengono nel superamento delle inibizioni iniziali, di fronte al gruppo.

Applicazioni musicali

Un vocoder permette di sovrapporre le caratteristiche della voce al suono di uno strumento musicale (Electric Light Orchestra, Herbie Hancock) o ad un'altro suono di base.
Ma si può fare di più. È infatti l'apparecchiatura ideale per modificare il timbro di un suono, sovrapponendo ad esempio una colorazione "vocale".
Ci sono poche limitazioni che devono essere tenute in considerazione. In particolare due motivi restringono la scelta delle sorgenti sonore. Innanzitutto è fondamentale che i due suoni siano contemporanei - il trattamento "vocoding" è infatti un condizionamento del segnale di tipo immediato - ed inoltre gli spettri di frequenza delle due sorgenti sonore devono essere il più possibile sovrapposti. Alcuni esempi sono riportati in figura 2 e in figura 3.
La colorazione del suono di uno strumento musicale non è la sola possibilità. Il volume sonoro dell'uscita è controllo dal volume del segnale vocale. Questa possibilità è utile anche sola.
Le fasi di attack e decay del suono possono essere variate modulando la voce: strumenti che hanno normalmente un "attack" relativamente lento possono ricavare accordi dal suono di un organo, ed è possibile "colorare" e articolare ritmicamente sintetizzatori polifonici e gruppi di archi con brevi toni di voce, alla cadenza voluta.
Tutto questo richiede ovviamente una certa pratica. Gli effetti musicali ottenibili con un vocoder dipendono in larga misura dalle capacità vocali (e dal fiato!) dell'utilizzatore del vocoder.
Una delle applicazioni più importanti del vocoder in campo musicale è come interfaccia tra il musicista e lo strumento musicale. Il vocoder è l'ausilio ideale per i musicisti che vogliono raggiungere un suono personale, con un'importante "unica" nelle loro esecuzioni. Il musicista ha a disposizione un'apparecchiatura "real time" (in tempo reale), che può sfruttare per modifi-

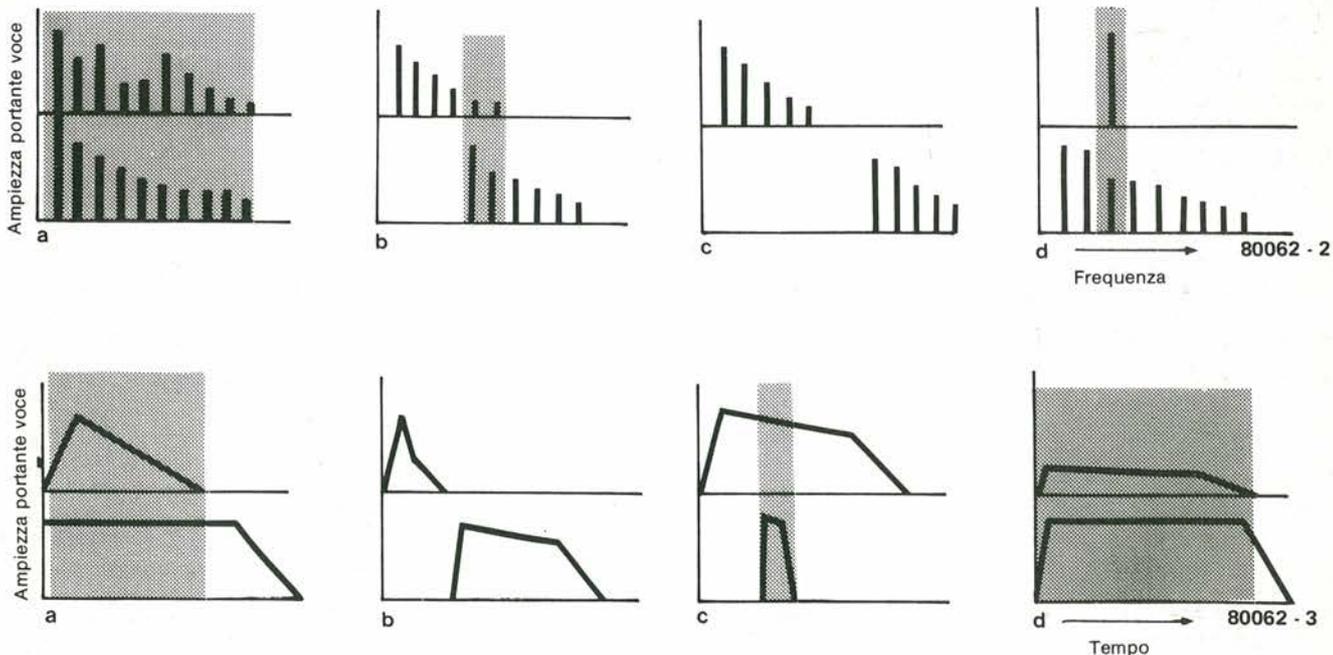



Figura 2 e 3. I due segnali d'ingresso di un vocoder "voce" e "portante", devono avere spettri di frequenza sovrapposti (figura 2). Inoltre, devono essere più o meno simultanei (figura 3). Più sono sovrapposti, migliore è l'effetto. Le figure 2a e 3a mostrano una buona sovrapposizione le figure 2d e 3d hanno un rapporto accettabile. Invece, considerate insieme, la figura 2b e 3b non danno buoni risultati, a causa della differenza di tempo; analogamente, le figure 2c e 3c rappresentano un caso in cui non è soddisfatta la sovrapposizione in frequenza.

care istantaneamente, durante l'esecuzione, la completa struttura tonale. Può rendere il suono stridente, pieno, morbido, percussivo. I risultati sono valutabili immediatamente, quindi avviene automaticamente un processo di retroazione: l'esecutore può ascoltare immediatamente il risultato e modificare di conseguenza il controllo "vocale". Il risultato, con le ovvie differenze operative, è simile all'uso di uno strumento a tastiera, oppure il preciso movimento delle labbra con uno strumento a fiato.
Anche in questi casi il risultato finale è determinato da un meccanismo simile di retroazione.
Si deve notare che questo effetto è quasi assente nell'uso di strumenti elettronici, in quanto la programmazione, i preset e i controlli similari possono essere modificati soltanto intervenendo su un'apposito controllo manuale o a pedale. Questo modo operativo non permette una manipolazione così precisa ed immediata del suono, ed è molto difficile per il musicista ricavare esattamente il suono voluto.

Figura 4. Il blocco analizzatore del sistema vocoder consiste in un insieme di filtri e rettificatori con reti passa-basso (rivelatori di inviluppo). Questo blocco ricava una serie di tensioni di controllo dal segnale (voce) d'ingresso: una V_c per ogni banda di frequenza.

Progettazione di un vocoder

Non è facile progettare un vocoder che si presti alla produzione di serie. Comunque, prima di addentrarci nel problema, è meglio chiarire i principi fondamentali.
Fondamentalmente, un vocoder consiste di due gruppi di filtri identici; uno di questi gruppi usato per suddividere lo spettro della voce in bande strette, e da ognuno viene ricavato un segnale per il controllo gruppo di filtri, che ricostruiscono lo spettro vocale. Il tutto può sembrare inutile - usare la voce per ricomporre la voce - ma la differenza fondamentale è che il secondo gruppo di filtri riceve un segnale ben diverso dall'origine, per la generazione della voce.
Il primo gruppo di filtri costituisce il blocco "analizzatore", il secondo il blocco "sintetizzatore".
Il segnale d'ingresso del blocco sintetizzatore è chiamato "portante", o "eccitazione" oppure ancora "segnale di sostituzione".
Come si può vedere dallo schema a blocchi di figura 4, la sezione analizzatrice è molto simile ad un equalizzatore grafico, con una differenza importante: le uscite dei vari filtri non vengono sommate.
Ciascuna è seguita da un rettificatore e da un filtro passa-basso. In questo modo, un segnale audio può essere convertito in un'insieme di tensioni di controllo (V_c) per il pilotaggio del blocco sintetizzatore.
Anche il secondo gruppo di filtri, il sintetizzatore, ha una notevole somiglianza con un'equalizzatore grafico (figura 5). In questo caso, ogni filtro è seguito da un VCA (Voltage Controlled Amplifier = Amplificatore controllato in tensione); le uscite dei VCA vengono successivamente sommate per generare l'uscita finale. Questo sistema, in questa versione semplificata, sembrerebbe soddisfare le esigenze di un vocoder. Purtroppo, intelleggibilità e dinamica lascerebbero molto a desiderare. Numerosi test e analisi hanno fornito una lista di indicazioni per i vari blocchi dello schema trattato.
Le effettive esigenze dipendono strettamente dall'applicazione prevista per il vocoder.
In generale, se si deve sovrapporre la voce ad altri tipi di suono, dovrebbero essere sufficienti dei filtri che coprono una gamma da 300 Hz fino a circa 3 kHz. Ovviamente impiegando un numero maggiore di filtri e con una banda totale maggiore, si ottiene una migliore "definizione".
I sistemi EMS, Sennheiser e Synton impiegano circa una ventina di filtri, con una gamma di frequenze da 200 Hz fino a 8 kHz. Nella banda interessata, sia per un blocco analizzatore che per il blocco sintetizzatore vengono usati dei filtri passabanda. Le frequenze inferiori ai 200 Hz e superiori agli 8 kHz vengono trattate rispettivamente da un filtro passa-basso e da un passa-alto, quindi il vocoder manipola tutta la banda audio, da 30 Hz fino a 16 kHz.
Quando si usano molti filtri, non è un grosso problema decidere la suddivisione della banda. Tuttavia in questa ipotesi, il progetto dei filtri è critico: si richiede una banda passante stretta e ben definita, e le frequenze centrali devono essere molto precise.
In vocoder come quelli citati, è pressoché obbligatorio l'uso di filtri a terzi d'ottava (o circa equivalenti).

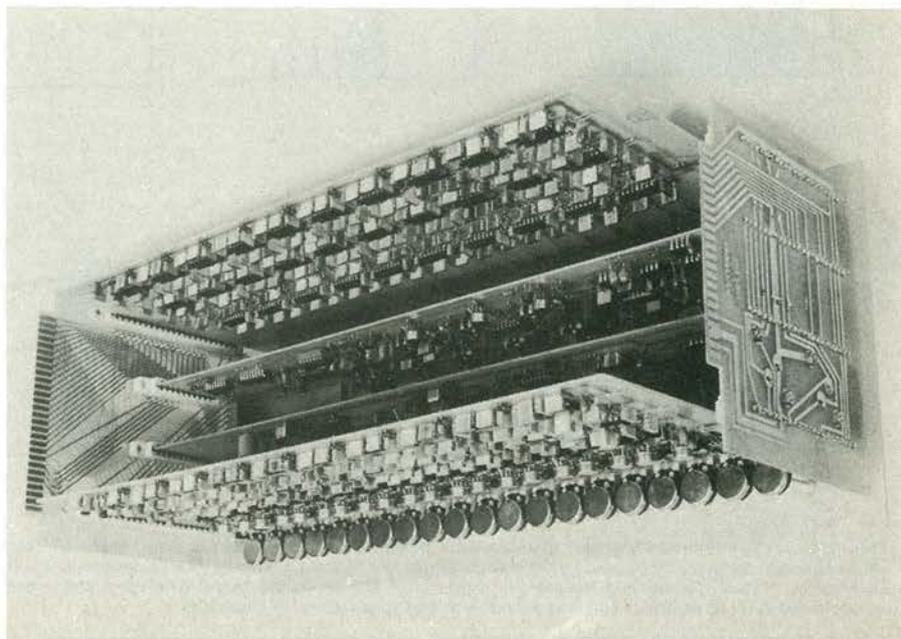
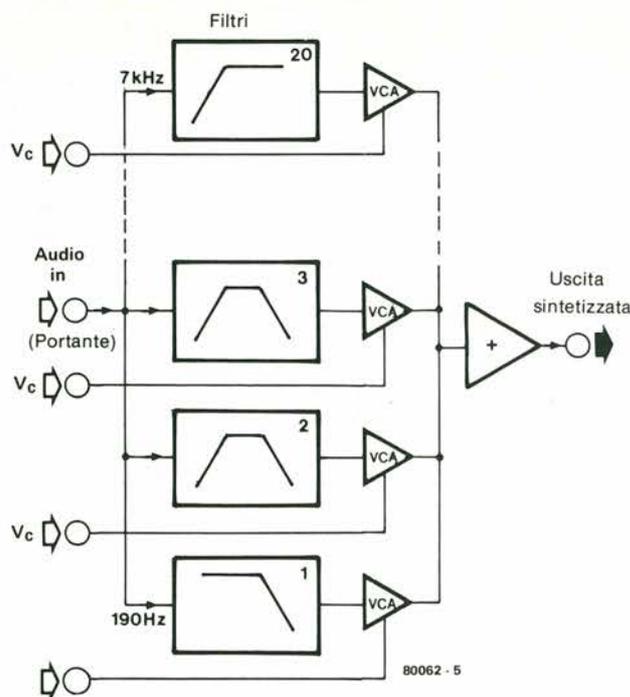



Figura 5. L'altro blocco del vocoder è il sintetizzatore. Un gruppo di filtri viene usato per separare il segnale "portante" (ad esempio, musica) in numerose bande si frequenza. Il livello d'uscita di ogni banda è controllato dalla tensione applicata agli amplificatori VCA; questi segnali di controllo (V_c) vengono normalmente ricavati dal blocco analizzatore.

I vocoder che impiegano un numero minore di filtri, possono evidentemente avere una spaziatura maggiore tra le frequenze centrali dei filtri - in quanto la stessa banda complessiva deve essere suddivisa in un numero minore di filtri passa-banda. Inoltre, i filtri possono avere bande passanti diverse l'uno dall'altro, permettendo un'analisi e una sintesi più accurata nelle gamme di frequenze che maggiormente influenzano l'intelleggibilità della voce.

Il numero di filtri usati (e la loro spaziatura) impongono la banda passante richiesta e la pendenza di attenuazione. Filtri con gamme di frequenza prossime, e con un'insufficiente pendenza di attenuazione comportano una notevole sovrapposizione nell'invertento. Il risultato è che la voce appare confusa e "impastata".

Questo problema si presenta inevitabilmente se si usano equalizzatori grafici, come nello schema descritto. I filtri degli equalizzatori non sono adatti per questa applicazione.

Il sistema più semplice ed economico per ottenere un filtro con elevate pendenze d'attenuazione è l'uso di un giratore, ma ci sono alcuni inconvenienti. Questo tipo di circuito manifesta una spiccata tendenza alla sovraoscillazione ed inoltre compaiono frequenze non desiderate; entrambi questi effetti influenzano gravemente l'intelleggibilità.

Potremmo orientarci su tipi similari, analizzando vari tipi di filtri, ma questa ricerca non servirebbe a molto: in pratica esiste un solo tipo di filtro adatto, e come ci si può aspettare, non è il più economico.

Per avere un'intelleggibilità ottimale, la pendenza del filtro dovrebbe essere di circa 50 .... 54 dB/oct. Questo tipo di filtro viene usato nel Synton Syntovox 221. Purtroppo, il largo impiego di componenti a bassa tolleranza ne preclude l'uso nei vocoders di costo limitato. Il Sennheiser VSM 201, usa filtri a 36 dB/oct; nel sistema EMS i filtri sono a 30 dB/oct.

L'alto prezzo dei sistemi vocoder professionali, è una diretta conseguenza degli elevati costi per i componenti ed il cablaggio, richiesti dall'elevato numero di filtri di alta precisione.

Ma la qualità dei filtri non è il solo problema.

Nel blocco analizzatore, ogni filtro è seguito da un rivelatore di inviluppo, costituito da un rettificatore di precisione e da un filtro passa basso. In questo caso le tensioni di offset in uscita sono il maggior motivo di preoccupazioni: possono compromettere la dinamica dell'intero sistema. Ci sono due sole soluzioni: usare componenti accuratamente selezionati oppure prevedere dei punti di taratura.

Un'altro punto da tenere presente è la frequenza di taglio dei filtri passa basso. Non è un'idea buona quella di usare filtri con frequenza di taglio identica per tutti: la frequenza di taglio dovrebbe essere determinata in relazione alla frequenza centrale del filtro analizzatore corrispondente.

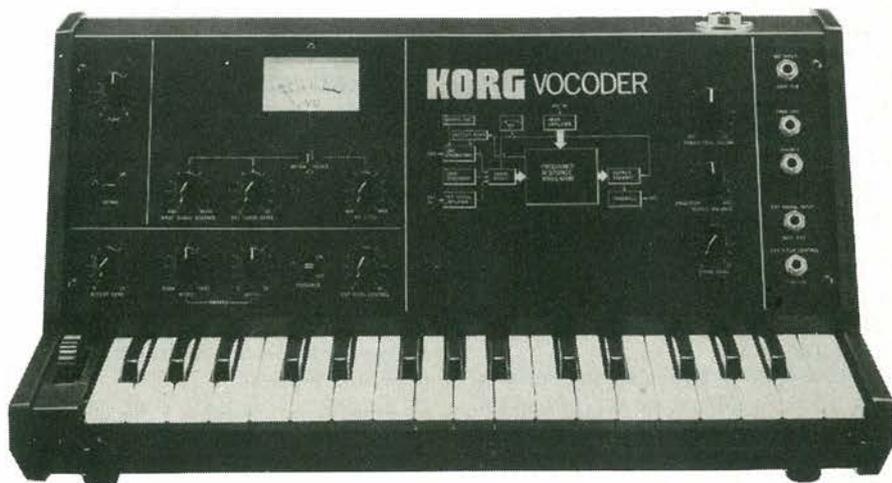
I problemi non sono ancora esauriti.

Il blocco sintetizzatore pone prestazioni ancora più critiche.

Ogni filtro sintetizzatore deve essere eseguito da un'amplificatore controllato in tensione (o in corrente). Se stendete un'elenco di tutte le possibili circuitazioni per realizzare un VCA, concludete che la scelta più opportuna è un OTA (Operational Transconductance Amplifier = Amplificatore operazionale di transconduttanza). Ciò non significa che questo componente sia ideale - anzi. La tolleranza del valore g_m di transcoduttanza è alta, ma ci sono altri due problemi. In primo luogo, gli OTA sono rumorosi, "soffiano".

Non è un difetto particolare di questi componenti - ci sono molti altri operazionali molto rumorosi - ma il problema è aggravato dal fatto che si deve limitare il livello di segnale se si vuole contenere la distorsione, e quindi il rapporto segnale-rumore peggiora.

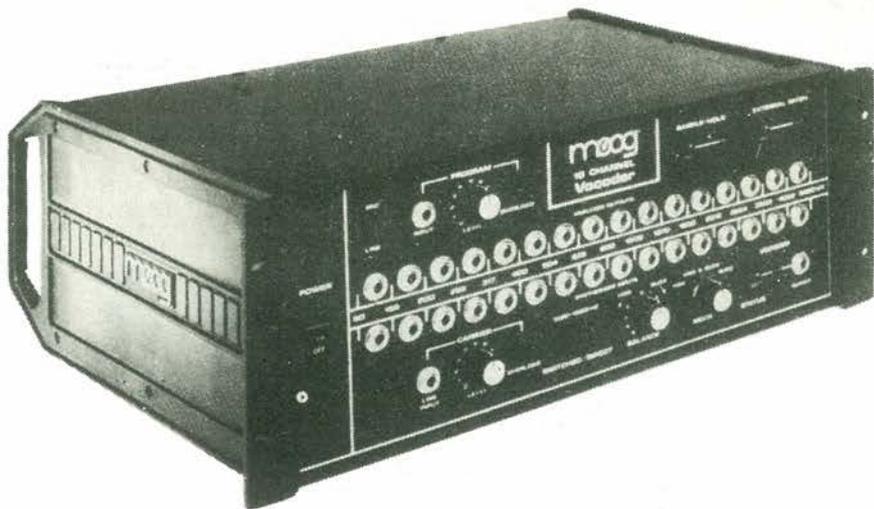
Inoltre la diafonia tra ingresso di controllo e uscita del segnale è spesso considerevole. Si potrebbe incolpare il costruttore dell'OTA (CA 3080): questo parametro non è specificato sui fogli dei dati, e effettivamente in molte applicazioni non è di primaria importanza. Per un vocoder, invece, questo parametro è fondamentale; se non è più che buono di controllo passano sull'uscita, anche in assenza del segnale "portante". Questo fatto è perlomeno fastidioso, per non dire peggio .....

Come nel caso precedente, la soluzione consiste o nella scelta accurata dei compo-

Le fotografie riportate presentano alcuni commerciali di vocoder, di vari costruttori. La fotografia che mostra l'interno di un vocoder dà un'idea del grado di complessità raggiunto nei modelli più sofisticati. Il modello in questione è un vocoder a 20 canali, del tipo 221, costruito dalla Syntovox.

nenti, o nella possibilità di calibrazione. Per i migliori risultati, dovrebbero essere previste contemporaneamente le due soluzioni.
Nel progetto costruttivo che verrà descritto nel prossimo numero, sono inclusi, per questi motivi, numerosi punti di calibrazione; è inoltre prevista una procedura di test per scartare gli "OTA" di prestazioni insufficienti per questo scopo, che dovrebbe migliorare ulteriormente le prestazioni del sistema.
Fino ad ora, abbiamo preso in considerazione soltanto i blocchi essenziali del sistema vocoder: l'analizzatore e il sintetizzatore. Usando questi, è possibile sovrapporre la voce ad altri segnali. Più precisamente alcuni tipi di suoni, i suoni detti voiced (ad esempio le vocali). La completa sintesi della voce, includendo i suoni unvoiced (s, f, p ecc) non è possibile con questo sistema.
Allo scopo sono necessari un generatore di rumore e un rivelatore "voiced"/"unvoiced", e quest'ultimo in particolare è piuttosto complesso. È nostra intenzione presentarlo in un prossimo numero.
Se si vuole impiegare il vocoder per applicazioni musicali, il sistema descritto è perfettamente adeguato allo scopo.
Anche per questo motivo, la maggioranza del vocoder di costo limitato sono sprovvisti del rivelatore "voiced"/"unvoiced", soprattutto per ragioni di costo.
Se il vocoder viene usato con strumenti musicali superiori, si può ottenere una ragionevole approssimazione dei suoni "unvoiced", senza usare il rivelatore e il generatore di rumore associato.

Brevetti

Una rapida ricerca sugli elenchi dell'ufficio rivela che esistono centinaia di brevetti relativi ai vocoder in maniera diretta, e ancora di più ne esistono per le applicazioni: brevetti in settori come l'identificazione della voce, la ricerca delle frequenze fondamentali ecc.
Il brevetto più recente porta il nome di Harold Bode, costruttore del vocoder omonimo (prodotto su licenza anche da Moog).

La caratteristica principale di questo brevetto è un piccolo, ma ingegnoso dispositivo, che Bode usa nei suoi vocoder per migliorare l'intelleggibilità della voce - in quanto i filtri impiegati hanno una pendenza di solo 24 dB/oct.
Come spiegato in precedenza, l'intelleggibilità della voce dipende dal tipo di filtro usato: dalle caratteristiche generali e dalla pendenza di attenuazione al di fuori della banda passante.
Se il vocoder non è previsto per la sintesi della voce - applicazione in cui tensioni esterne di controllo generano in uscita delle parole comprensibili - è possibili migliorare l'intelleggibilità, per applicazioni musicali, sommando la gamma superiore della voce all'ingresso (oltre i 3 kHz) al segnale d'uscita. Questo segnale ad alta frequenza contiene il rumore e i transistori, derivati da consonanti come la k, la p e la t.
Il principale inconveniente di questo sistema, è che il tutto deve essere pilotato dalla voce naturale: impiegando segnali di controllo artificiali, va perso il contenuto di alte frequenze all'uscita.
Inoltre questo tipo di bypass di controllo produce un'effetto simile alla diafonia del segnale di controllo attraverso il vocoder. Nonostante questi inconvenienti, l'effetto ottenuto è interessante: vale la pena di sperimentarlo durante la costruzione del vocoder.

Il futuro

È difficile prevedere i futuri sviluppi del vocoder. Attualmente, non pare probabile la realizzazione della versione digitale. Il vocoder analogico convenzionale, offre la caratteristica unica di lavorare "in tempo reale". Il segnale d'ingresso è analizzato immediatamente, e l'uscita dell'analizzatore controlla simultaneamente la sintesi d'uscita. Nonostante i problemi connessi all'uso di filtri analogici ad elevata pendenza (sfasamenti), sembra improbabile l'alternativa digitale a prezzo contenuto, almeno nel prossimo futuro.
Naturalmente, per la sintesi digitale della voce, il discorso è molto diverso. Ci sono numerosi apparecchi di tipo digitale per questo problema. La restrizione fondamentale che si pone al possibile costruttore di vocoder digitali è l'analisi, il più possibile rapida ed accurata, di segnali complessi come la voce, per ottenere un vocoder di elevata efficienza operativa.
Il vocoder ha un futuro brillante nelle applicazioni musicali.
Il numero di modelli e di costruttori aumenta molto rapidamente, e questo ha causato la discesa dei prezzi. Comunque, molto difficilmente nel prossimo futuro, i vocoders scenderanno nella categoria di prezzo delle "unità per effetti". Il vocoder è troppo complesso, rispetto a questa categoria di apparecchiature, e se vengono richieste prestazioni ottimali, impiega una notevole quantità di componenti di precisione. Questo fatto, e il notevole tempo di lavorazione per almeno un pò di tempo la possibilità di vocoder a basso costo e prodotti in grande serie.
Si può supporre in un futuro non molto lontano, i vocoder verranno incorporati negli organi elettronici. Nel giro di pochi anni, la maggioranza negli organi saranno provvisti di un tasto "Vocoder", offrendo, con la semplice pressione di un dito, uno degli effetti più complessi e creativi attualmente disponibili.
Quale prossimo futuro? Il mese prossimo? Una cosa almeno può essere prevista con certezza: per la prima volta, per quanto ci risulta, un progetto di un vocoder ideato pensando al costruttore.
Costruitevi il vostro vocoder! ◼

PICCOLI ANNUNCI

AFFRANCARE
CON
L. 120

JCE Divisione Elektor

Via dei Lavoratori, 124
20092 Cinisello B.

Sistema d'allarme centralizzato

Il sistema d'allarme centralizzato (CAS = Central Alarm System) fornisce una segnalazione d'allarme da numerose stazioni remote ad una stazione centralizzata su un bus comune a tutto il sistema.
È provvisto di segnalazione acustica della condizione di allarme, oltre ad un'indicazione visiva di quale stazione ha segnalato l'allarme. Le applicazioni per questo sistema sono limitate solamente dalla fantasia del lettore.

Lo schema a blocchi del CAS è riportato in figura 1. Si può notare che ogni stazione è semplicemente collegata ad un bus a tre linee. Quindi non è necessario collegare ogni stazione alla stazione centrale per mezzo di una linea separata, con evidente semplificazione del cablaggio e una riduzione dei costi nell'ipotesi di numerose stazioni remote a notevole distanza dalla stazione centrale.
Si possono aggiungere in un secondo tempo altre stazioni remote, connettendole semplicemente al bus già esistente.
Ovviamente, è un problema semplice inviare un segnale d'allarme su una linea di tre fili, ma come è possibile individuare la stazione che ha inviato il segnale? La soluzione del problema è il multiplexing a divisione di tempo dei segnali. Come si può vedere dallo schema a blocchi più dettagliato di figura 2, ogni stazione include un contatore a decade che conta in sincronismo con il contatore della stazione centrale. Ogni stazione viene quindi indirizzata in un certo intrvallo di tempo, durante il quale può inviare una segnalazione d'allarme alla stazione centrale. La prima linea del bus del sistema è semplicemente la linea di massa, la seconda è la linea di allarme sulla quale vengono inviate le segnalazioni d'allarme alla stazione centrale, e la terza linea serve per trasmettere dalla stazione centrale alle stazioni remote i segnali di sincronizzazione e di clock. Una caratteristica ingegnosa è che questa terza linea viene anche sfruttata per alimentare le stazioni remote, caricando con gli impulsi di sincronismo e di clock un condensatore incluso in ogni stazione remota. Quindi le stazioni remote funzionano con la tensione immagazzinata in questo modo.
Oltre all'indicazione sulla stazione "master", sono previste stazioni di indicazione "slave", che possono essere installate ovunque sul bus del sistema. Queste stazioni "slave" sono simili alla stazione "master", tranne per il fatto che ricevono impulsi di sincronizzazione e alimentazione esattamente come le stazioni remote d'allarme.

Segnale di sincronizzazione e clock

Il segnale di sincronizzazione e clock è illustrato in figura 3. Gli impulsi di clock sono ricavati dalla frequenza standard di ogni nazione.
All'inizio di ogni treno di impulsi di clock è inserito un'impulso di sincronismo della durata di 300 msec, che viene usato per resettare tutti i contatori del sistema, garantendo la sincronizzazione di tutti i contatori con il contatore della stazione "master". Questo impulso è seguito da una sequenza di 9 impulsi di clock, che fanno avanzare ogni contatore da 1 a 9. Ogni stazione d'allarme è identificata da un numero, e la corrispondente uscita del suo contatore è collegata, per mezzo del circuito del sensore d'allarme, alla linea d'allarme.
Quindi, considerando ad esempio la stazione numero 5, l'uscita 5 del contatore dovrà essere collegata al controllo della linea di allarme, di conseguenza la stazione 5 può inviare sulla linea un segnale di allarme solo quando l'uscita 5 del contatore è alta. In pratica è possibile ridurre i componenti collegando due sensori d'allarme ad un'unica stazione, come si vedrà più avanti.

Stazione d'allarme

Per comprendere il funzionamento di tutto il circuito, è preferibile iniziare con la descrizione della stazione di allarme, il cui circuito è riportato in figura 4. Gli impulsi positivi caricano C13 attraverso il diodo D25, e la tensione così ottenuta ai capi di C13 alimenta la stazione completa.
Impiegando integrati CMOS, l'assorbimento di corrente del circuito è molto limitato, e un valore di 68 μF per C13 è sufficiente nella maggioranza dei casi. Ad ogni modo, anche l'alimentazione per i sensori può essere ricavata da questo punto, e se questo ulteriore assorbimento provoca un'eccessivo ripple dell'alimentazione, allora il valore di C13 deve essere adeguatamente aumentato.
Il segnale di sincronismo e di clock viene inviato anche all'ingresso del contatore IC16, e al rivelatore di sincronismo, che è un multivibratore monostabile retriggerabile realizzato con i trigger di Schmitt N49 e N50. Quando sono presenti gli impulsi di clock, l'uscita di N49 diventa alternativamente alta e bassa alla frequenza di 50 Hz e C14 si carica attraverso D29, mantenendo

1

2

3

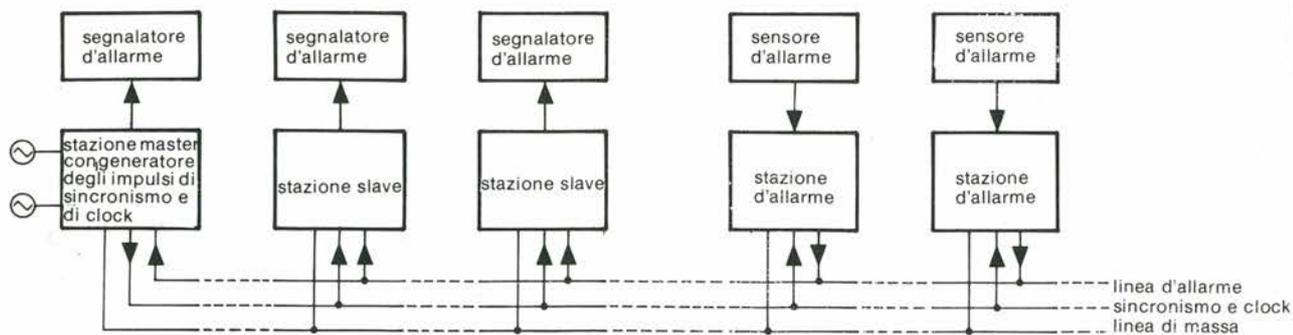
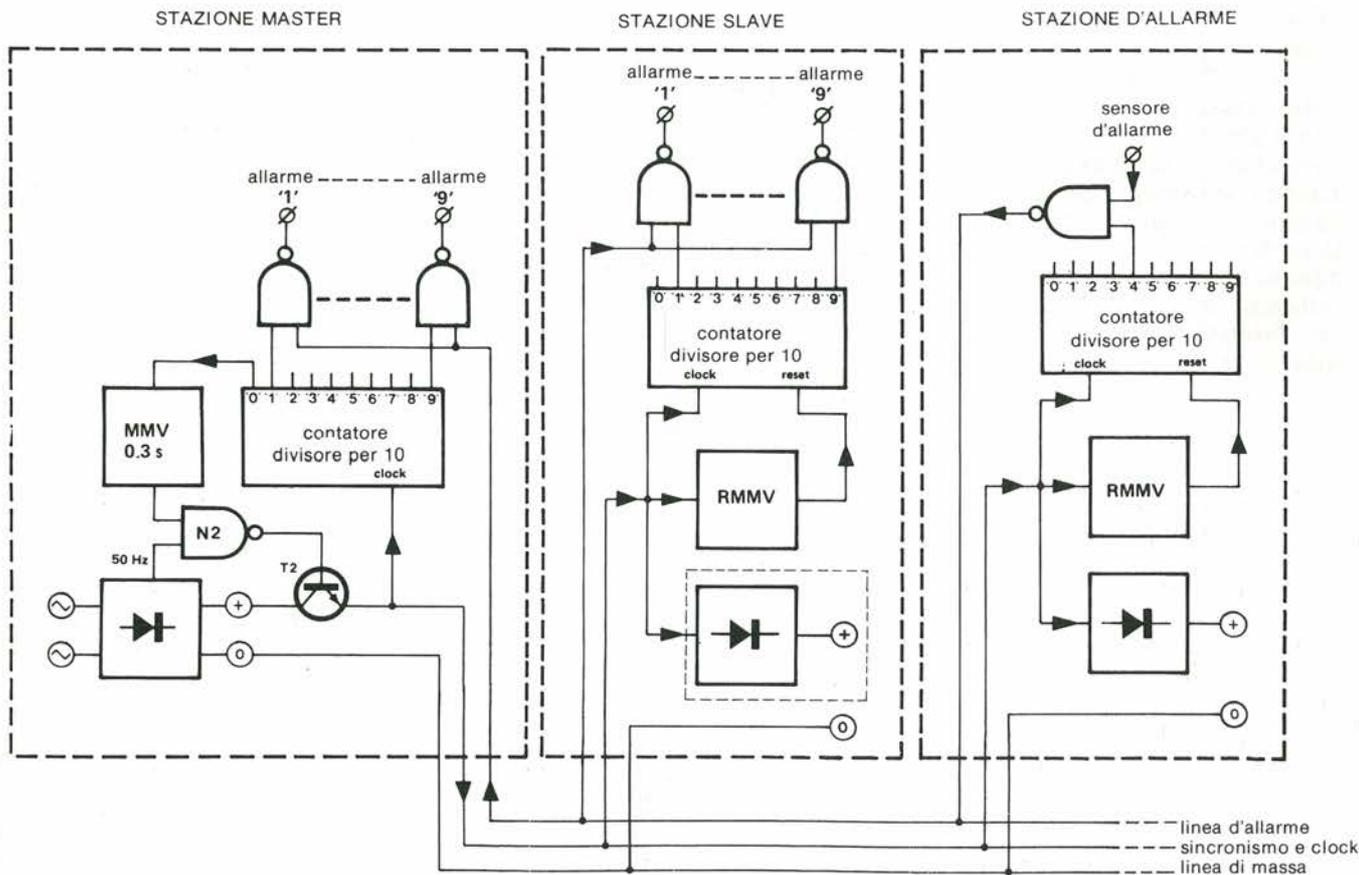
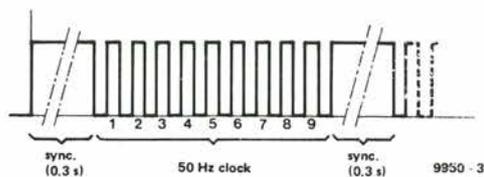
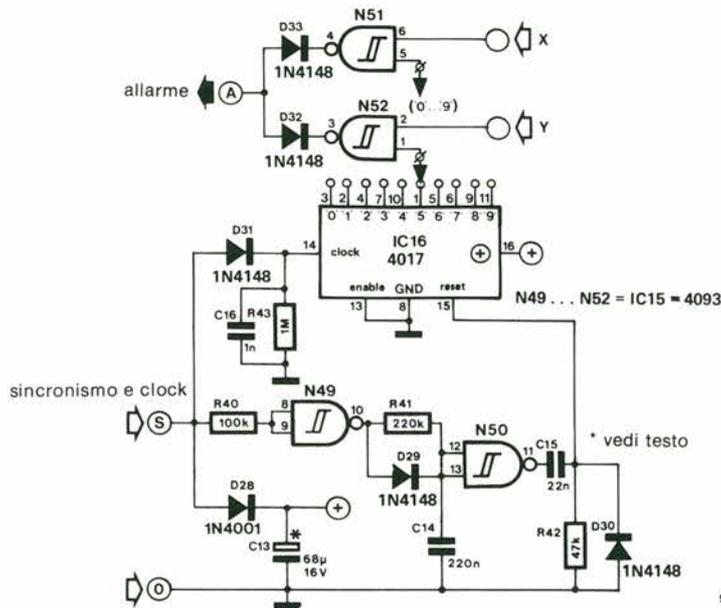



Figura 1. Schema a blocchi del Sistema d'Allarme Centralizzato (CAS), che illustra i tre diversi tipi di stazioni al bus del sistema.

Figura 2. Schema a blocchi dettagliato che mostra la stazione master, una stazione slave e una stazione d'allarme.

Figura 3. Il segnale di clock/sincronizzazione.

alto l'ingresso di N50. Durante questo periodo IC16 conta regolarmente gli impulsi di clock. Invece, durante l'impulso di sincronismo di 300 msec l'ingresso di N49 resta alto, l'uscita bassa e C14 si scarica attraverso R41. Quando viene raggiunta la soglia inferiore di N50, l'uscita di N50 diventa alta e questo impulso, attraverso C15 viene applicato al reset di IC16.

I punti X e Y sono i due ingressi per i sensori d'allarme. Questo accorgimento permette il collegamento di due sensori ad una singola stazione di allarme, il che può dimostrarsi utile quando si hanno due sensori sufficientemente vicini, in quanto riduce il costo del sistema.

Ogni sensore è identificato da un numero, e un'ingresso della porta corrispondente è collegato alla corrispondente uscita di IC16. Nell'esempio in figura, l'ingresso di N52 è collegato all'uscita 5 di IC16. L'uscita di N52 è naturalmente alta. Se una segnalazione di allarme porta a livello il punto Y quando anche l'uscita 5 di IC16 è alta, l'uscita di N52 diventa bassa. Il risultato è

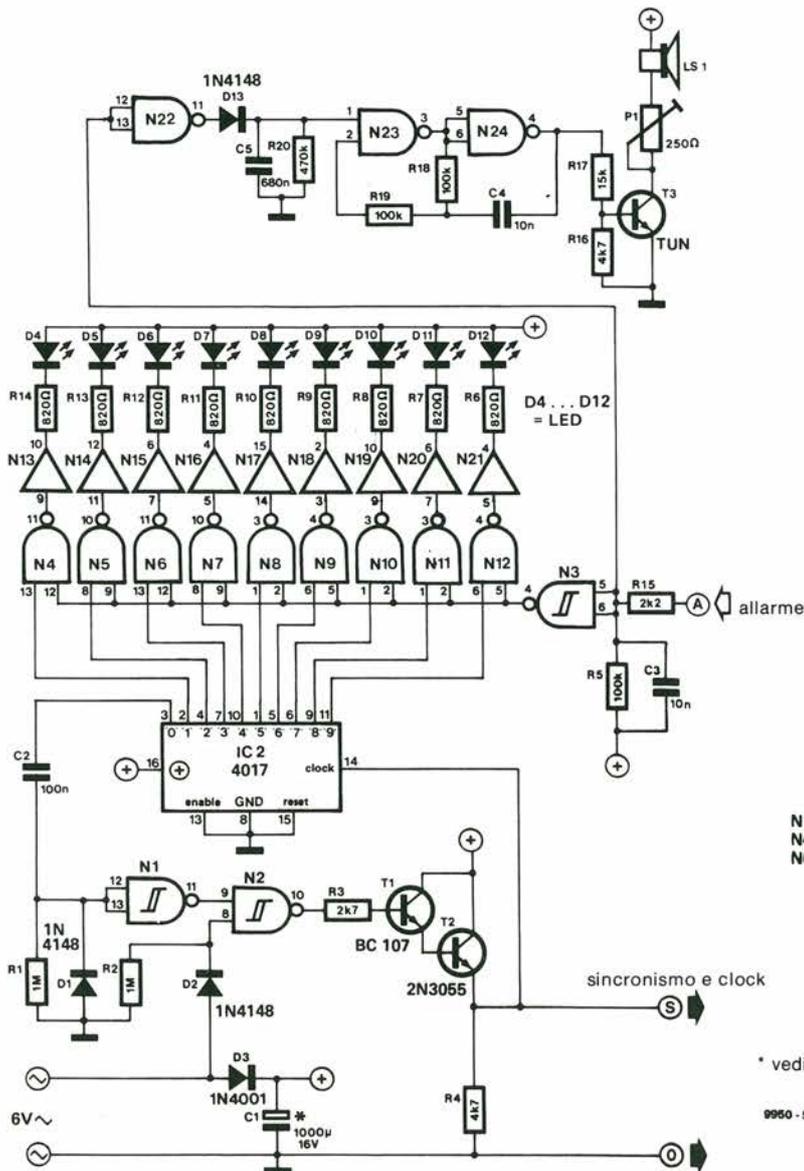
5

D4 . . . D12 = LED

N1,N2,N3,N11 = IC1 = 4093
N4,N5,N8,N9 = IC3 = 4050
N6,N7,N10,N12 = IC4 = 4050

sincronismo e clock

allarme

6V~

* vedi testo

9950 - 5

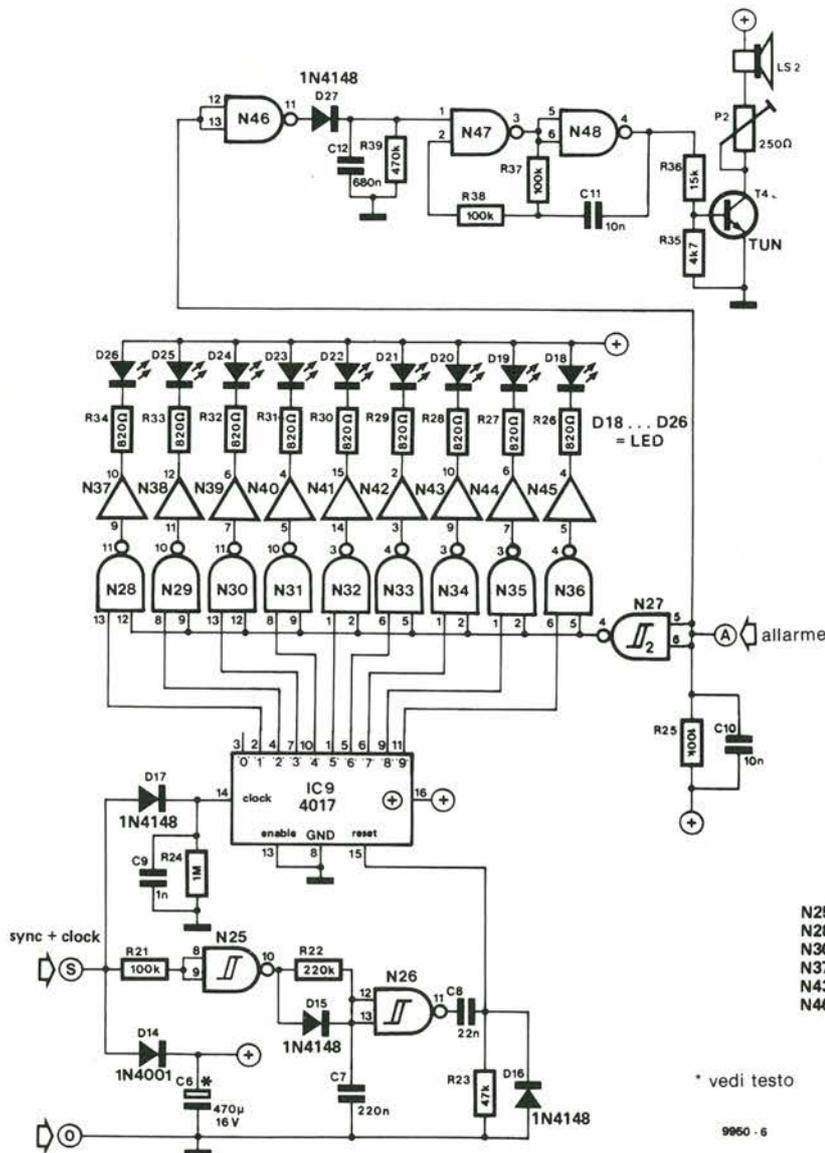
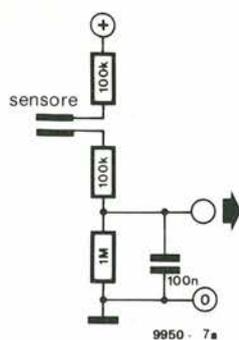
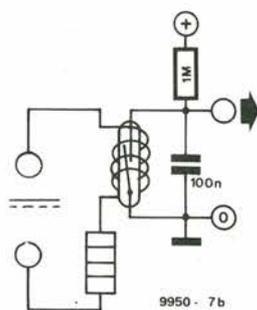
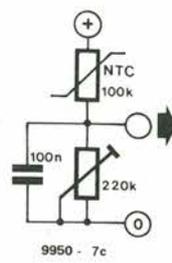
che un'impulso negativo di allarme viene inviato sulla linea di allarme, ogni volta che la sequenza di impulsi di clock ha raggiunto il conteggio 5.

Stazione master

Il circuito della stazione master è riportato in figura 5. Gli impulsi di clock vengono ricavati da una sorgente a 6 V AC, rettificata a semionda da D2 e squadrata dal trigger di Schmitt N2. T1 e T2 fanno da buffer per l'uscita di N2, per avere un pilotaggio a bassa impedenza sulla linea.
Il contatore della stazione master, IC2, conta gli impulsi di clock ricavati sull'emettitore di T2. Quando viene raggiunto il conteggio zero, l'uscita '0' di IC2 diventa alta, portando alto attraverso C2, l'ingresso di N1. L'uscita di N1 diventa bassa, quindi anche il piedino 9 di N2, e gli impulsi di clock vengono bloccati.
C2 si carica fino a quando, dopo circa 300 msec, la tensione all'ingresso di N1 non è diminuita fino alla soglia inferiore, a questo punto l'uscita di N1 diventa alta e gli impulsi di clock passano nuovamente all'uscita di N2. Ogni uscita di IC2 (esclusa quella '0') è collegata ad uno degli ingressi delle porte N4 ... N12. Gli altri ingressi in queste porte sono collegati tra di loro e all'uscita di N3, il cui ingresso è connesso alla linea di allarme. Normalmente la linea è al livello logico alto, quindi l'uscita di N3 sarà bassa e le uscite di N4 ... N12 alte.
Se si verifica una condizione d'allarme, ad esempio dal sensore 4, la linea di allarme va al livello basso quando la sequenza di conteggio raggiunge il numero 4. A questo punto l'uscita di N3 diventa alta. Anche l'uscita 4 di IC2 è alta, quindi entrambi gli ingressi di N7 sono al livello basso e l'uscita alta. Il LED 7 viene quindi acceso, per mezzo del buffer N16.
Naturalmente, il LED resta acceso soltanto per la durata di un'impulso di clock, e poiché la sequenza di clock di ripete circa due volte al secondo, il LED lampeggia ad una frequenza di 2 Hz.
Una segnalazione acustica d'allarme è for-

Figura 4. Schema di una stazione d'allarme.

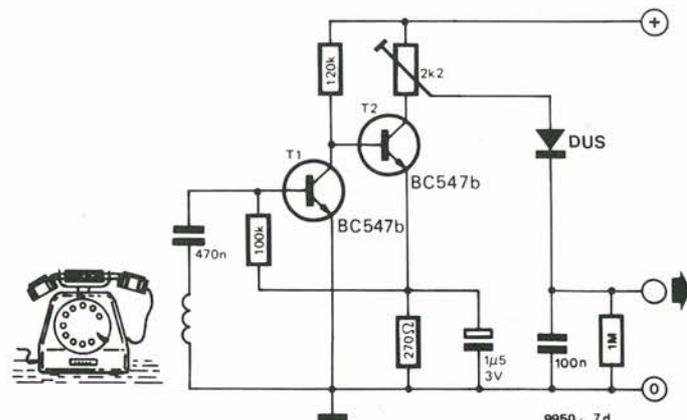
Figura 5. Schema della stazione master.

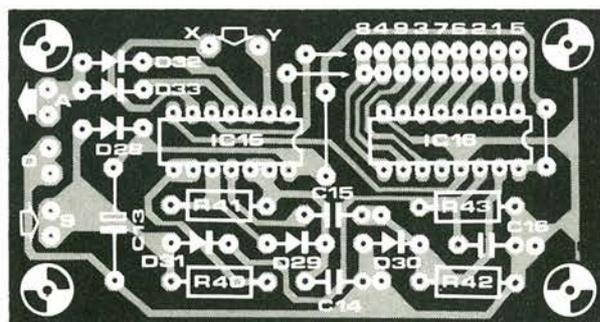
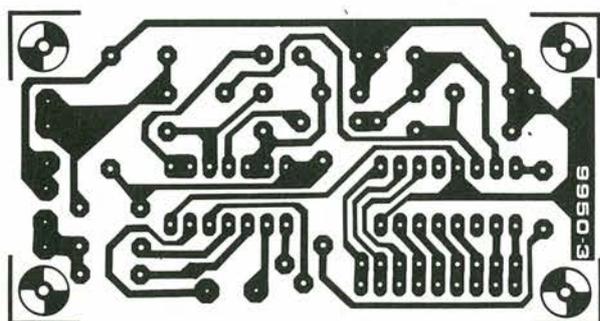
Figura 6. Schema di una tensione slave.

Elenco dei componenti di figura 8

Resistenze:
R40 = 100 k
R41 = 220 k
R42 = 47 k
R43 = 1 M

Condensatori:
C13* = 68 μ/16 V
C14 = 220 n
C15 = 22 n
C16 = 1 n

Semiconduttori:
D28 = 1N4001
D29 . . . D33 = 1N4148
IC15 = 4093
IC16 = 4017

7d

120k
2k2
T1
T2
BC547b
BC547b
DUS
470n
100k
270Ω
1μ5 3V
100n
1M
9950 - 7d

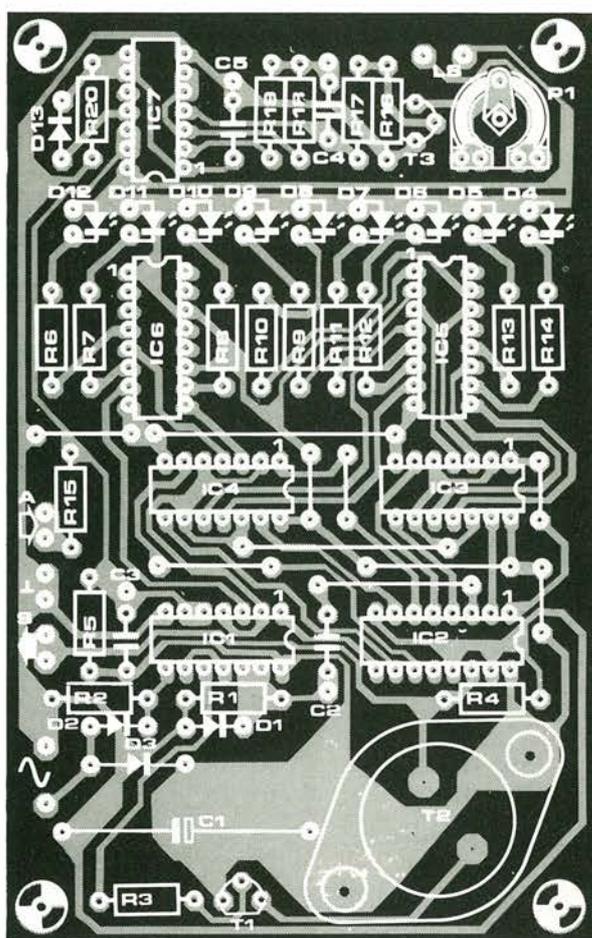
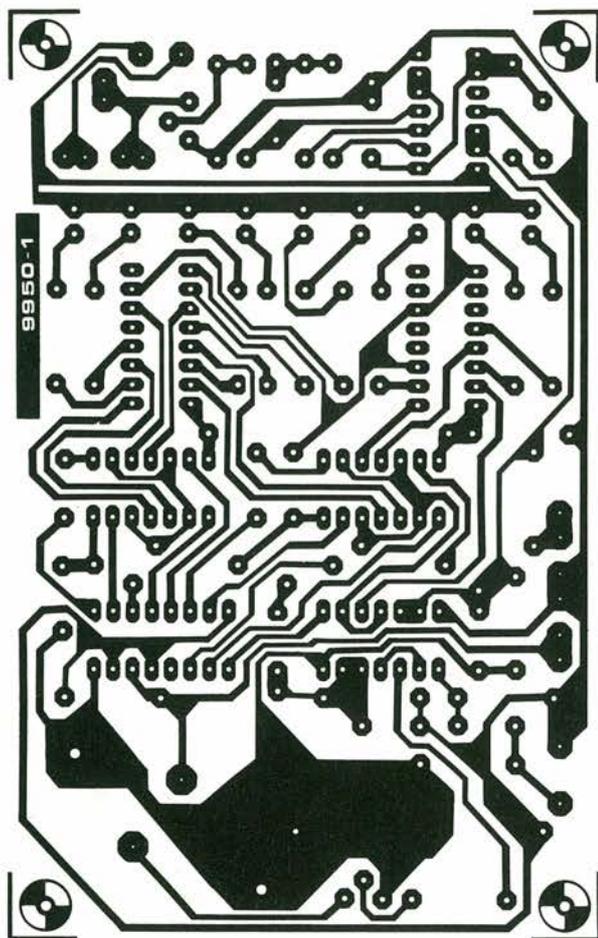
8

Elenco componenti di figura 9

Resistenze:
R1,R2 = 1 M
R3 = 2k7
R4,R16 = 4k7
R5,R18,R19 = 100 k
R6 . . . R14 = 820 Ω
R15 = 2k2
R17 = 15 k
R20 = 470 k
P1 = 220 Ω (250 Ω)

Condensatori:
C1 = 1000 μ/16 V
C2 = 100 n
C3,C4 = 10 n
C5 = 680 n

Semiconduttori:
T1 = BC 107
T2 = 2N3055
T3 = TUN
D1,D2,D13 = 1N4148
D3 = 1N4001
D4 . . . D12 = LED
IC1 = 4093
IC2 = 4017
IC3,IC4,IC7 = 4011
IC5,IC6 = 4050

Varie:
LS1 = altoparlante, impedenza 15 Ω o maggiore

9

nita dal multivibratore astabile N47/N48, che pilota per mezzo di T4 un altoparlante. Normalmente il piedino 1 di N47 è basso e l'astabile è bloccato, ma non appena sono presenti gli impulsi sulla linea di allarme, l'uscita di N46 diventa alternativamente alta e bassa, caricando C12 attraverso il diodo D27, e attivando l'allarme acustico.

Stazione slave

La figura 6 riporta lo schema della stazione slave, una via di mezzo tra la stazione master e la stazione di allarme.
I blocchi di visualizzazione e di segnalazione acustica di questo circuito sono identici a quelli della stazione master, mentre i segnali di sincronismo e di clock e l'alimentazione sono derivati dal bus come per le stazioni d'allarme, e viene usato un rivelatore di sincronismo identico.

Sensori

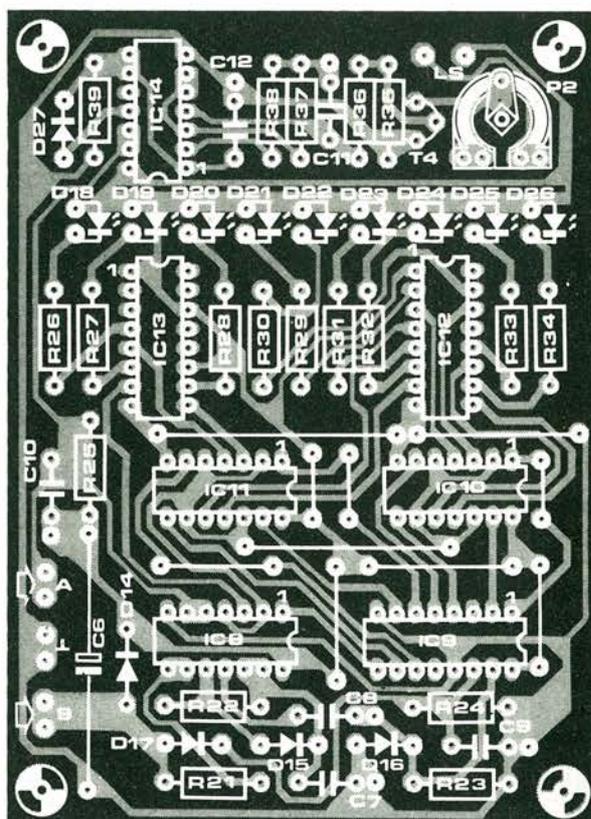
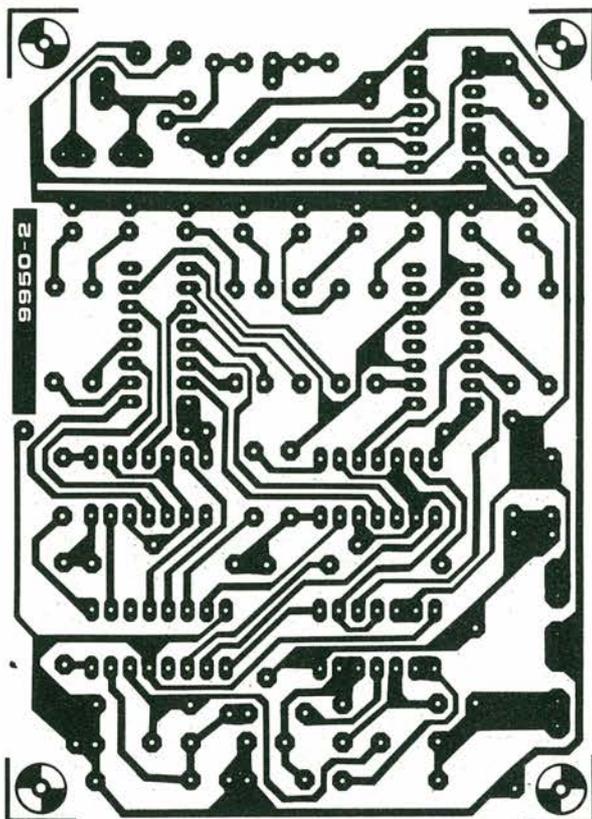
I circuiti per i sensori possono variare da configurazioni estremamente semplici fino ad altre relativamente complesse.
In ogni caso, devono fornire un livello logico alto all'ingresso X o Y della stazione d'allarme, quando viene rilevata una condizione di allarme. In figura 7 sono presentati alcuni tipi di sensori. La figura 7a rappresenta un sensore per il livello dell'acqua.
Normalmente l'ingresso della stazione di allarme viene mantenuto al livello basso da una resistenza da 1 MOhm, ma quando entrambe le sonde sono a contatto con l'acqua, o altri liquidi conduttori, l'ingresso diventa alto.
La figura 7b è invece un rivelatore di interruzione dell'alimentazione, e usa un relay. Finché l'alimentazione è presente, il relay è eccitato e il contatto è chiuso; se l'alimentazione viene a mancare, il relay si diseccita e il contatto si apre, portando al livello alto l'ingresso della stazione di allarme.
La figura 7c è lo schema di un sensore di temperatura. All'aumentare della temperatura, la resistenza della NTC diminuisce, la tensione d'ingresso della stazione d'allarme aumenta fino a quando non supera la soglia superiore dei trigger di Schmitt N51 e N52.
La temperatura di intervento viene regolata con il potenziometro da 220 k. Si può ottenere un sensore per temperature inferiori ad un minimo prestabilito, scambiando semplicemente di posizione il potenziometro e il termistore.
Infine, la figura 7d rappresenta un sensore per le chiamate telefoniche. Il segnale, captato dalla bobina installata sulla cornetta telefonica, viene amplificato da T1 e T2, quindi rettificato da un diodo per fornire

Figura 7. Alcuni tipi di sensori d'allarme. a. Sensore di livello dell'acqua. b. Rivelatore di interruzione dell'alimentazione. c. Allarme di sovratemperatura. d. Rivelatore di chiamata telefonica.

**Figura 8. Circuito stampato e disposizione dei componenti per la stazione d'allarme.
Notare che se uno dei due ingressi 'X' e 'Y' non viene usato, lo si deve collegare alla massa. Un'ingresso aperto in questo punto, può facilmente causare "falsi allarmi"!**

**Figura 9. Circuito stampato e disposizione dei componenti per la stazione master.
Teoricamente, il piedino 3 di IC6 dovrebbe essere collegato al piedino 1. I perfezionisti possono aggiungere un ponte .....**

10

Figura 10. Circuito stampato e disposizione dei componenti per la stazione slave. (EPS 9950 - 2)

Elenco dei componenti di figura 10.

Resistenze:
R21,R25,R37,R38 = 100 k
R22 = 220 k
R23 = 47 k
R24 = 1 M
R26 . . . R34 = 820 Ω
R35 = 4k7
R36 = 15 k
R39 = 470 k
P2 = 220 Ω (250 Ω) preset

Condensatori:
C6* = 470 μ/16 V
C7 = 220 n
C8 = 22 n
C9 = 1 n
C10,C11 = 10 n
C12 = 680 n

Semiconduttori:
T4 = TUN
D14 = 1N4001
C15,D16,D17,D27 = 1N4148
D18 . . . D26 = LED
IC8 = 4093
IC9 = 4017
IC10,IC11,IC14 = 4011
IC12,IC13 = 4050

Varie:
LS2 = altoparlante, impedenza 15 Ω o maggiore

la tensione continua da applicare all'ingresso della stazione d'allarme.
Si tratta solo di pochi esempi di sensori che possono essere usati in questo sistema, le possibilità sono limitate solamente dalla fantasia del costruttore.

Costruzione

I circuiti stampati dei componenti per la stazione d'allarme, la stazione master e la stazione slave sono riportate rispettivamente in figura 8, 9 e 10.
La stazione master richiede ovviamente un trasformatore da 6 V d'uscita per ricavare l'alimentazione e gli impulsi di clock e di sincronismo, necessari alla stessa e al resto del circuito.
Poiché ogni stazione slave ha un'assorbimento di circa 50 mA quando viene segnalata comprende più stazioni slave, l'aumento del valore di C1 nella stazione master. È anche consigliabile aumentare il valore di C6, se il ripple d'alimentazione diventa preoccupante nelle stazioni slave più lontane. La corrente nominale del trasformatore deve essere sufficiente ad alimentare tutte le stazioni del sistema, prevedendo circa 50 mA per la stazione master ed ogni stazione slave, e pochi mA per ogni stazione d'allarme.
Se vengono usate molte stazioni slave, è preferibile fornire ciascuna di queste di una propria alimentazione indipendente. Questo viene realizzato semplicemente staccando l'anodo e la linea di massa.
Per il cablaggio del sistema si può usare qualsiasi cavo a tre conduttori, ad esempio piattina flessibile a 3 conduttori per illuminazione (3 A).
La schermatura del cavo è indispensabile normalmente, comunque è possibile impiegare del cavo bipolare audio schermato (stereo), in questo caso lo schermo deve essere collegato alla linea di massa.

I culturisti principianti pretendono un programma di allenamento veramente efficace, ma devono evitare di sforzare eccessivamente il loro corpo ancora inpreparato. Il circuito presentato in questo articolo è un ausilio veramente utile: dà un'indicazione dello sforzo da esercitare durante un programma di allenamento. Ovviamente si tratta di un riferimento indicativo, ma comunque adeguato alle normali esigenze. Tutti gli specialisti sono concordi su un punto: il principio fondamentale è la regolarità dell'allenamento, e sono richiesti solo pochi esercizi opportunamente scelti.

Allenatore domestico

Anche gli antichi Romani conoscevano l'importanza dell'efficienza fisica: 'mens sana in corpore sano', come dichiarava Giovenale. Oggigiorno, la quantità di programmi di allenamento disponibili sembra indicare un notevole sforzo nella progettazione della preparazione degli altri. Probabilmente non si tratta esattamente di quanto intendeva Giovenale, ma ci sono argomenti a favore della "ginnastica programmata" - in quanto, se non altro, un buon programma di allenamento può servire a migliorare l'efficienza fisica con uno sforzo minimo. Questo risultato appare molto importante in una società altamente efficiente come la nostra.

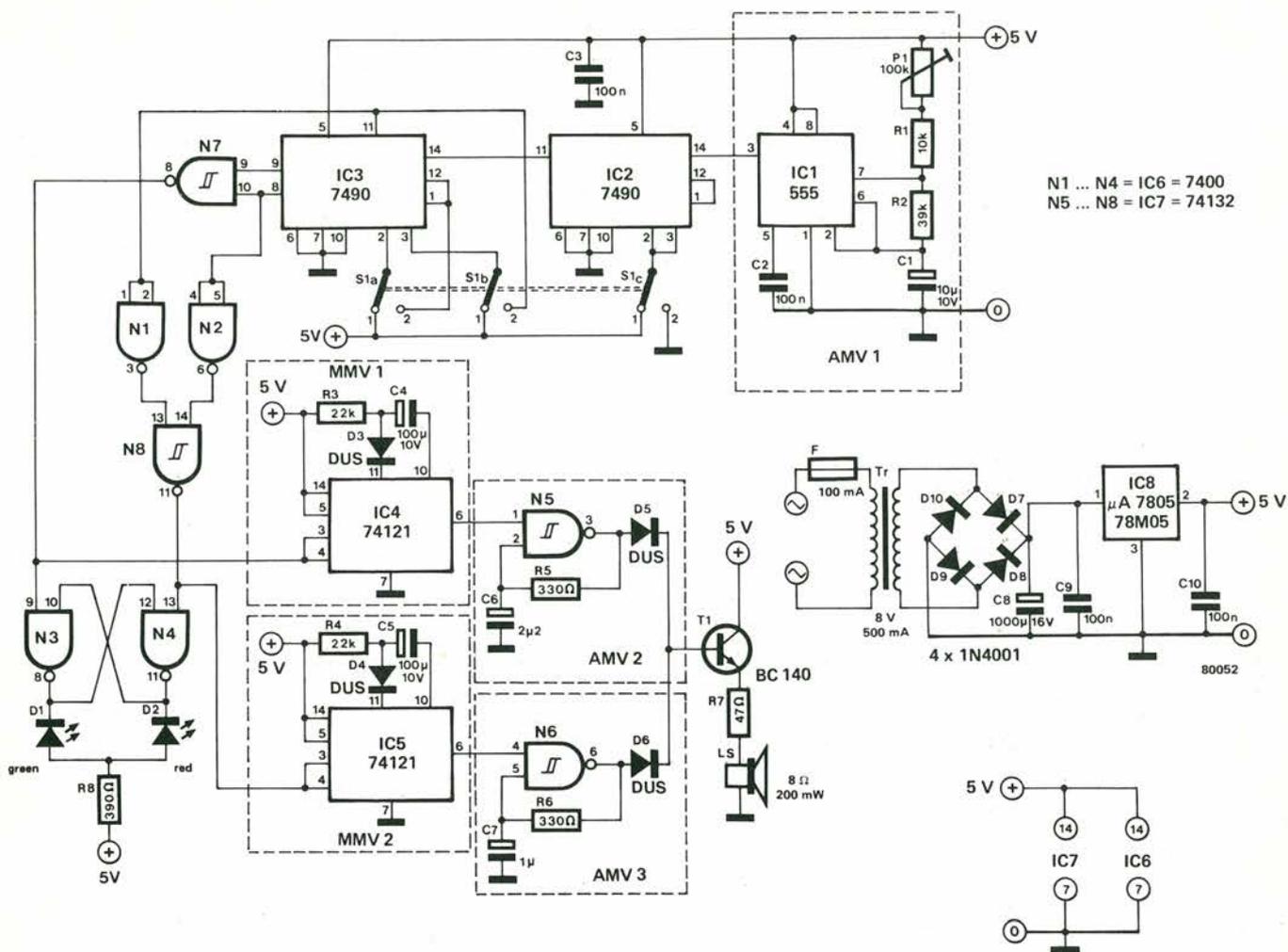
L'allenatore descritto si basa su un sistema sviluppato presso l'Università di Leeds (Inghilterra) il cosiddetto Training Circuitale. Questo sistema ha due caratteristiche positive: aumenta la resistenza fisica e sviluppa i muscoli più importanti. Ne esistono numerose varianti, e una delle più conosciute viene applicata in questo circuito.

Il principio fondamentale è questo: un minuto di sforzo intenso, seguito da una pausa di 30 secondi; quindi un'altro minuto di esercizio e altri 30 secondi di pausa, e così via. All'inizio sono sufficienti 5 cicli di un minuto ogni giorno. Dopo circa quattro settimane, si aggiunge un'altro minuto; quindi si aggiunge un minuto ogni due settimane, fino a giungere, dopo 12 settimane, ad un totale di 10 minuti di esercizio intenso (con cinque minuti di pausa). È sufficiente - e anche consigliabile - eseguire questi esercizi ogni due giorni, ovvero tre volte alla settimana.

Se si desidera solo un'efficienza fisica generale, non è necessario superare i dieci minuti. Si possono eseguire tutti gli esercizi che mettono in azione almeno un sesto dei muscoli più importanti: ad esempio, sollevamenti, piegamenti sulle ginocchia, toccare le punte dei piedi, salti e così via. Ovviamente si possono usare anche apparecchiature speciali per allenamento (allenatori di vario tipo ad uso casalingo).

Ovviamente è preferibile eseguire diversi tipi di esercizi - quindi un minuto per ciascuno.

Durante il minuto di esercizio, si suppone che vi sforziate veramente. Controllare l'o-

rologio in queste condizioni è tutt'altro che facile. È a questo punto che entra in gioco l'Home Trainer. Alla fine del primo minuto questo segnala (finalmente? ..) che è giunto il momento della pausa, quindi un'ulteriore segnalazione vi richiama al lavoro e così via. Vengono usate due diverse frequenze, quindi il rischio di confuzione è ridotto al minimo. Il segnale ha una durata di due secondi. In caso di dubbio, due LED indicano chiaramente cosa dovete fare: verde per partire rosso per fermarsi. Esattamente come un semaforo.

Il circuito

Dalla precedente descrizione, ci si può aspettare un circuito abbastanza semplice. E così è. Un timer 555 e pochi integrati TTL eseguono il lavoro richiesto. Il timer 555 fornisce gli impulsi di clock, a intervalli di un secondo. Un contatore, costituito da due IC 7490, ricava da questi impulsi gli intervalli di 60 e 30 secondi. Un minuto dopo l'accensione, l'uscita della porta NAND N7 va allo zero logico. Questa variazione fa scattare il monostabile MMV1 (IC4). Durante l'impulso di uscita, della durata di due secondi, di MMV1, un multivibratore (N5 e la circuiteria associata) fornisce un segnale a 750 Hz che indica l'inizio della pausa. Contemporaneamente, lo 0 logico all'uscita di N7 setta - o resetta? - - un flip-flop (N3 e N4) facendo spegnere il LED verde e accendendo il LED rosso. Come detto in precedenza, il rosso invita a fermarsi ....

Dopo altri 30 secondi, il contatore (IC2 e IC3) si resetta. Ora è l'uscita di N8 che va allo 0 logico. Questa transizione fa scattare il monostabile MMV2 (IC5), attivando un segnale di "al lavoro!" a 1500 Hz e resettando il flip-flop composto da N3/N4 (se era settato, ora si resetta e viceversa) che quindi fa accendere il LED verde. Due chiari e inconfondibili inviti a rimettersi in esercizio. Il solo punto di taratura del circuito è il potenziometro di preset da 100 K del generatore di clock. Il procedimento di

Tabella

1 - 4 settimana	5 x 1 minuto
5 - 6 settimana	6 x 1 minuto
7 - 8 settimana	7 x 1 minuto
9 - 10 settimana	8 x 1 minuto
10 - 11 settimana	9 x 1 minuto
dopo la 13 settimana	10 x 1 minuto

NOTA: solo per i patiti! Per gli altri, mantenere 5 x 1 minuto ogni due giorni.

calibrazione è piuttosto ovvio: si regola P1 fino a quando la durata del ciclo di esercizio non è esattamente di un minuto. Qualche secondo di scarto più o meno non diminuiscono l'efficacia del programma di allenamento.

Un semplice circuito alimentatore, come quello mostrato, è sufficiente. L'assorbimento totale di corrente è inferiore a 150 mA, quindi è sufficiente un trasformatore per campanelli elettrici.

L'uso del circuito è ancora più semplice della taratura. Dopo l'accensione, S1 viene posto in posizione 1 - reset - per azzerare i contatori. Dopo aver indossato un'abbigliamento adatto, e aver spostato i mobili, S1 viene spostato in posizione 2. Inizia il primo faticoso minuto: l'operazione "efficienza fisica a ritmo d'orologio" è iniziata. Lo spietato controllore vi fa sapere quando smettere e quando ricominciare. Il solo esercizio mentale richiesto all'ardente (sudato!) allievo è di tenere il conto dei "round" effettuati. Come è stato spiegato in precedenza, cinque cicli da un minuto possono ricavare il loro programma dall'allenamento dalla tabella allegata.

Per concludere un avviso: coloro che hanno dubbi sulla propria salute *devono* consultare un medico prima di impegnarsi in qualsiasi esercizio affaticante.

Controllo di velocità per mini-drill

I trapani elettrici mini-drill sono disponibili ormai da tempo. La maggioranza di questi sono alimentati a batteria. Per lavori di precisione è preferibile poter disporre di un controllo di velocità; se è possibile avere una velocità regolabile, e indipendente dal carico, ancora meglio. Questi due obiettivi possono essere raggiunti in maniera semplice, usando un regolatore di tensione integrato.

Prima di addentrarci nell'esame del circuito, è bene spiegare brevemente come funzionano questi piccoli motori in CC. Come varia la caduta di tensione al variare del carico?

Normalmente viene applicata al motore una tensione continua dal valore pressoché costante. Senza carico, la velocità aumenta fino a quando la potenza assorbita eguaglia esattamente le perdite elettriche e meccaniche del motore. Quando il motore viene caricato, la velocità scende. Questo riduce la forza controelettromotrice, quindi la corrente nel motore aumenta: viene raggiunto un nuovo stato di equilibrio, quando la potenza assorbita, maggiore che nel caso precedente, è uguale alla somma delle perdite elettriche e meccaniche, minori di prima, e della potenza fornita al carico. In altre parole, il motore fornisce al carico la potenza richiesta - ma a velocità più bassa.

Ovviamente c'é un limite: se il motore viene sovraccaricato, si ferma. Se si vuole mantenere costante la velocità al variare del carico, la tensione ai morsetti del motore deve essere aumentata all'aumentare del carico. In questo modo, la corrente (e la potenza sul carico) possono variare senza modificare la velocità.

Nello schema descritto in questo articolo, il componente attivo fondamentale è un regolatore di tensione integrato, di tipo 79G. Si tratta di un regolatore di tensione negativo; è stato scelto poiché la tensione di uscita può essere regolata fino ad un minimo di —2.23 V. La minima tensione d'uscita del regolatore positivo duale, il tipo 78G, è di 5 V. L'estensione della gamma di regolazione di tensione verso l'estremo basso è importante, poiché quasi tutti i trapani mini-drill sono alimentati a tensioni basse - è prevista normalmente l'alimentazione a batteria. Questo circuito permette di alimentare motori da 2.5.....12 V, con una corrente massima di circa 1A.

Come si può vedere dalla figura 1, lo schema base di regolatore di tensione, impiegando questo integrato, è molto semplice. La tensione di uscita è determinata dal rapporto tra le due resistenze, con questa relazione:

$$Uout = \frac{R1 + R2}{R2} \times U\ control$$

Per il tipo T9G,U control vale —2.23 V. Si può notare che la tensione di uscita dipende dalla tensione sull'ingresso di controllo - quindi la tensione al nodo di connessione tra R1 e R2 in figura 1. Per essere più precisi, è la differenza di tensione tra il terminale di controllo e il terminale comune che stabilisce la tensione di uscita. Conoscendo questo, non è difficile comprendere il funzionamento del circuito effettivo, presentato in figura 2.

Quando il motore viene caricato, la sua velocità tende a diminuire. La corrente nel motore aumenta, aumentando la caduta di tensione su R2. A questo punto il regolatore ripristina la differenza di tensione tra il terminale di controllo e il terminale comune, e quindi la tensione di uscita aumenta. Questo significa che al motore viene fornita una potenza maggiore - annullando l'effetto di diminuzione della velocità.

Fondamentalmente, si tratta di un sistema reazionato - con reazione positiva, in questo caso.

Per un funzionamento corretto, si deve regolare accuratamente la quantità di reazione. Una possibile soluzione è l'uso di un potenziometro di preset al posto di R2. Questa soluzione purtroppo non è facilmente attuabile: dove reperire un potenziometro da 4.7 Ohm, che possa agevolmente sopportare correnti fino ad 1 A? Una soluzione estremamente più valida è l'aggiunta di P2. Con il cursore completamente ruotato a destra, il circuito equivale a quello di figura 1, con un funzionamento ben diverso da quello voluto: infatti la tensione di uscita viene mantenuta costante. Ruotando il cursore di P2 in senso opportuno, viene aggiunta una quantità sempre maggiore di reazione positiva. Con un'opportuna regolazione di P2, la velocità del motore resta pressoché costante, indipendentemente dal carico.

Costruzione

Un possibile esempio di circuito stampato è riportato in figura 3. I soli montati esternamente sono il trasformatore di alimentazione, il fusibile e il potenziometro P1. Una volta realizzato il circuito, è preferibile un'opportuno controllo, prima di collegare il motore. Il cursore di P2 deve essere ruotato completamente in senso orario. Quindi si alimenta il tutto, e si regola P1

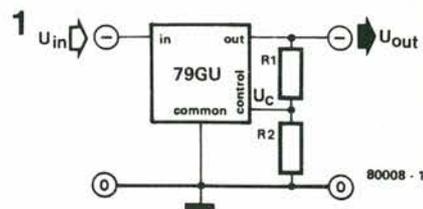
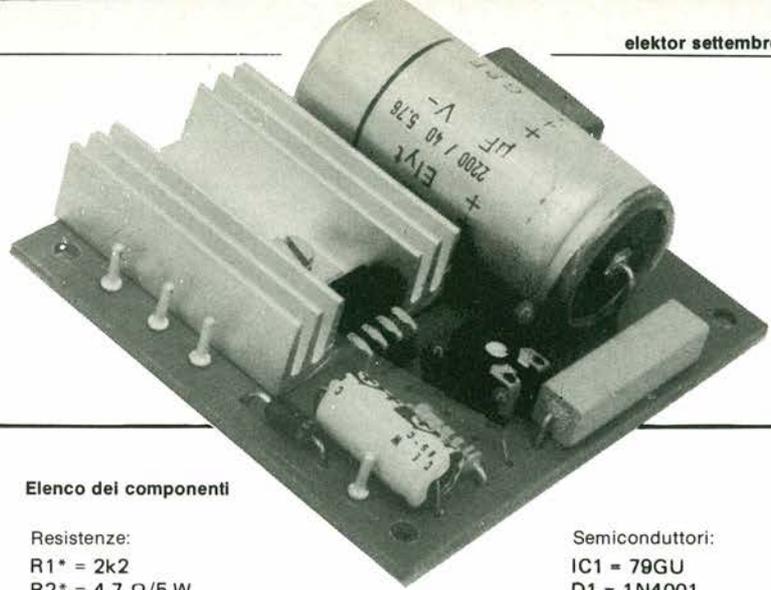



Figura 1. Nello schema base del regolatore, l'IC regola la tensione d'uscita in modo da mantenere costante a —2.23 V la di differenza di tensione tra i terminali di controllo e comune. Quindi la tensione di uscita viene determinata da R1 e R2.

per la massima resistenza - corrispondente alla massima tensione d'uscita. Questa tensione (tra i terminali d'uscita "+" e "-") deve essere misurata. Dovrebbe essere, per sicurezza, inferiore di circa il 20% al valore di massima tensione applicabile al motore. Se il valore misurato si discosta notevolmente da questo, si deve modificare il valore di R1: aumentando R1, la tensione aumenta, e ovviamente diminuendo R1 anche la tensione diminuisce.

Compiute queste operazioni, si regola P1 circa a metà, e si collega il trapano. Il preset P2 deve essere regolato accuratamente fino a quando la velocità del motore tende ad aumentare. Il principio di base è che troppa reazione positiva provoca un'aumento della velocità, non controllabile. È possibile, con alcuni motori, che la minima regolazione di P2 non sia sufficiente: la velocità scende, non appena il motore viene caricato. In questa ipotesi, si deve aumentare il valore di R2 e ripetere l'operazione di taratura.

Ovviamente il circuito non può compiere miracoli: se il motore viene ulteriormente caricato con la tensione di controllo già al massimo, la velocità non può non scendere. Questo è comunque un fattore positivo una tensione maggiore della massima applicabile può bruciare il motore. Per questo motivo è importante scegliere per R1 il valore opportuno valore che determina la massima tensione di uscita applicata al motore. È consigliabile controllare questa tensione una volta regolato P2: si regola P1 al massimo, e si misura la tensione aumentando progressivamente il carico. Non dovrebbe superare di oltre il 20% la tensione nominale del motore; in caso ordinario, si vede ulteriormente aumentare il valore di R1. Come alternativa, si può collegare a P1 una resistenza - riducendo il massimo valore di resistenza presettabile con questo potenziometro.

Non è necessario proteggere il circuito integrato regolatore - questo infatti è internamente protetto contro cortocircuito e sovraccarico termico.

Elenco dei componenti

Resistenze:
R1* = 2k2
R2* = 4.7 Ω/5 W
P1 = 10 k lin.
P2 = 100 Ω potenziometro di preset

Condensatori:
C1 = 2200 µ/35 V
C2 = 2µ2/35 V tantalio
C3 = 100 µ/16 V
C4,C5 = 1 µ/25 V tantalio

Semiconduttori:
IC1 = 79GU
D1 = 1N4001
B1 = B40C1500

Varie:
Tr = 18 V/1 A trasformatore
F = 100 mA fusibile ritardato
dissipatore per IC1

*vedi testo

2

F 100 mAT, Tr 18 V 1 A, B1 B40C1500, C1 2200µ 35V, C2 Tant 2µ2 35V, C3 100µ 16V, IC1 79GU (in, out, common, control), P1 10k, R1 2k2, R2 * 4Ω7 5W, P2 100Ω, C4 Tant 1µ 25V, C5 Tant 1µ 25V, D1 1N4001, 2,5 ... 12 V 1 A, *vedi testo, 80008 - 2

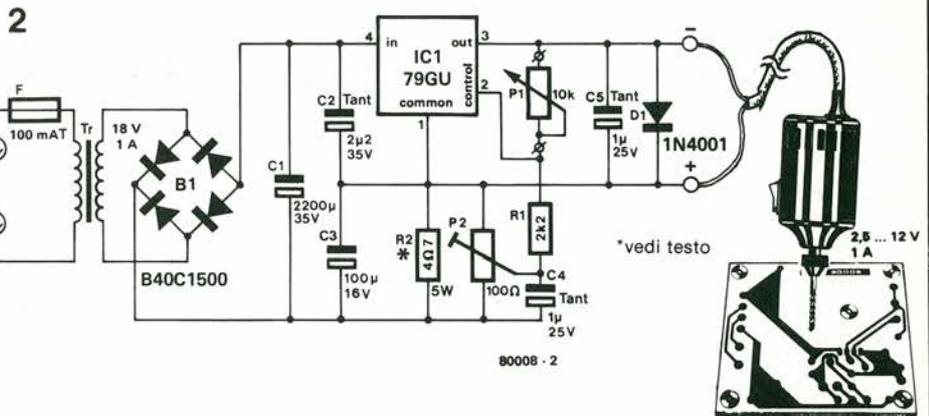



Figura 2. Il circuito completo. P1 regola la velocità del motore; il potenziometro di preset P2 viene regolato per mantenere costante la velocità del motore al variare del carico. Con alcuni tipi di trapani, si ottengono risultati migliori riducendo il valore di C1 e/o C2. Un caso limite, uno dei modelli di trapani provati funziona meglio omettendo addirittura i condensatori.

3

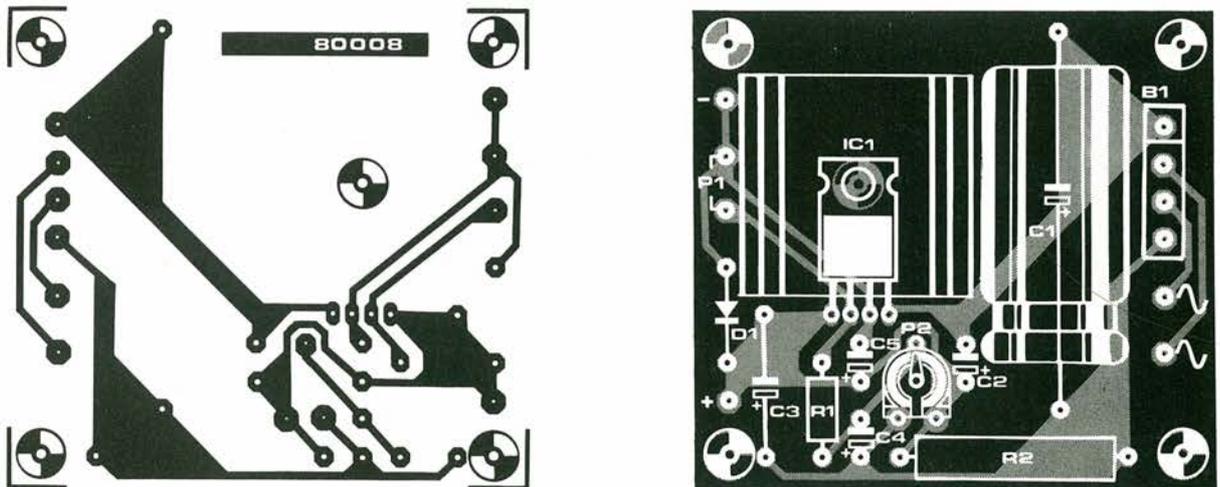



Figura 3. Circuito stampato e disposizione dei componenti. Si può notare che P2 è collegato in due soli punti: il collegamento tra il cursore e l'altro terminale viene effettuato direttamente sul potenziometro.

Moderne circuitazioni per la regolazione della tensione

Come usare i regolatori "switching"

Per ottenere le migliori prestazioni, e opportuno impiegare regolatori di tensione nei sistemi elettronici di progettazione moderna. Normalmente, questi regolatori sono di tipo convenzionale, basati sul transistor di controllo in serie. Questi tipi presentano pochi problemi, sia nella fase di progettazione che di realizzazione; tuttavia, non si contraddistinguono certo per l'efficienza. Questo inconveniente ha portato ad un costante aumento nell'uso di alimentatori "switching", che sono di gran lunga più efficienti. In questo articolo dare un'occhiata a vantaggi e svantaggi dei regolatori 'switching' dal punto di vista pratico.

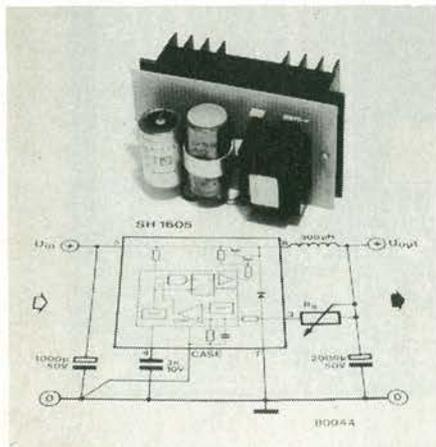



Foto 1. Una presentazione non molto buona di un circuito! Dovrebbe comunque essere chiaro. Questo circuito può fornire 5A a 5V.

Negli alimentatori convenzionali, il transistor di controllo in serie lavora in zona lineare, in un punto posto tra i due estremi, interdizione e saturazione. Il transistor si comporta da resistenza variabile e deve dissipare potenze relativamente elevate, a causa della caduta di tensione ai suoi capi. La potenza dissipata aumenta proporzionalmente aumentando la corrente nel carico o la differenza di tensione tra ingresso e uscita.

Questo è lo svantaggio maggiore dei regolatori di tensione convenziali. Invece, il transistor in un'alimentatore "switiching" lavora solamente o in saturazione o in interdizione, vale a dire o conduce completamente o non conduce per niente. Queste condizioni di lavoro sono quelle ottimali. Come si sa, l'efficienza è il rapporto tra la potenza d'uscita e quella d'ingresso. Generalmente, un regolatore di tensione con transistor serie raggiunge un'efficienza di circa il 50%, mentre i regolatori "switching" possono ottenere valori del 75% (e a volte anche maggiori). Questo risultato può apparire di poco migliore, ma un'analisi più dettagliata può chiarire la sua effettiva importanza.

Prendiamo in considerazione un'alimentatore dimensionato per un'uscita di 10 Watt (5V, 2A). Con un'efficienza del 50%, la richiesta di potenza in ingresso è di 20 Watt - il doppio della potenza in uscita. La differenza tra i due valori, 10 Watt, deve essere dissipata dal circuito.

Per la stessa unità, usando un regolatore "switching" con un'efficienza del 75%, la dissipazione richiesta al circuito è di 3.3 W, con un miglioramento del 300%! Questo permette l'uso di un dissipatore di dimensioni più contenute, e di un trasformatore con un ingombro pari circa ai due terzi di quello richiesto in un sistema convenzionale.

Il rovescio della medaglia

Comparandolo con i regolatori convenzionali, si deve ammettere che i pregi dei sistemi "switching" sono oscurati da alcuni svantaggi. Il ripple d'uscita è notevolmente maggiore (anche centinaia di millivolt) e la risposta può provocare fruscii e sibili sulle apparecchiature e inoltre, è soggetta alla irradiazione di interferenze RF, a causa del procedimento di commutazione ad alta velocità. Tutto questo, evidentemente può avere effetti negativi sugli altri circuiti del sistema. L'efficienza degli alimentatori switching si affida in gran parte alla velocità di commutazione e quindi, diventano transistor (e diodi di conseguenza) molto "veloci". La selezione di questi dispositivi deve essere accurata, con il dovuto riguardo ai parametri interessati. Vengono prodotti tipi adatti a questo scopo, ma sono piuttosto costosi. Un'altro problema soprattutto per gli hobbisti, è l'esigenza di

1

Tr B S L C1 D C2 Uref

80044 1

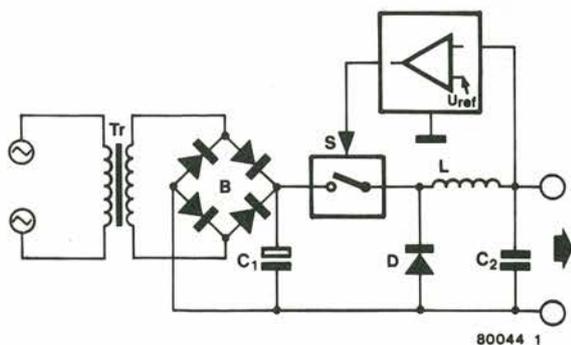



Figura 1. Schema a blocchi di un regolatore "switching". S è un interruttore elettronico, ad esempio un transistor da commutazione particolarmente veloce. L immagazzina energia finché S è chiuso, e la restituisce quando S si apre.

una induttanza, e di tipo particolare. Alcune note su questo sono riportate più avanti.

Come funzionano i regolatori switching?

Vengono usati due tipi fondamentali di regolatori "switching". Uno schema a blocchi della versione più semplice è riportato in figura 1. La circuiteria di controllo si differenzia da quelle normali per il fatto che l'interruttore elettronico S1 commuta la potenza in uscita senza dissipare energia.
Il circuito inoltre impiega un diodo e un'induttanza, il cui scopo sarà chiarito più avanti.
Lo schema di principio mostrato in figura 2 approssima il funzionamento ideale. In questo, la tensione di rete viene rettificata direttamente ed applicata ad un circuito di commutazione, con un sistema che fornisce una corrente alternata a tensione controllata, a frequenza molto più alta di quella di rete. Questa tensione regolata viene ridotta al livello voluto in uscita, e quindi rettificata e filtrata. In questo caso il trsformatore è di tipo particolare, in ferroxcube, progettato per lavorare ad alte frequenze, all'incirca 25 kHz, ed è molto più piccolo di un trasformatore di rete di potenza simile.
Si deve notare a questo punto, che in pratica, i regolatori "switching" non usano un'onda quadra simmetrica, ma una forma d'onda che tipicamente ha un duty-cycle con rapporto 6:1, questo rapporto si è mostrato il più valido ed è efficiente.
I sistemi "switching" sono in grado di produrre non soltanto tensioni inferiori. Possono fornire anche uscite negative, ma la caratteristica più importante rispetto agli alimentatori convenzionali è di poter fornire tensioni all'uscita maggiori di quelle all'ingresso! Questa caratteristica permette di ricavare varie tensioni positive e negative da una sola sorgente, usando diverse circuitazioni. Le figure 3, 4, 5 illustrano i vari principi di funzionamento e si può notare che i componenti usati sono gli stessi, cambia solamente la topologia circuitale.

Descrizione dei circuiti

Le figure 3a e 3b mostrano il funzionamento di un regolatore stepdown (cioé con uscita minore dell'ingresso). La tensione non regolata viene applicata ai terminali d'ingresso U_{in} e l'uscita stabilizzata viene fornita ai capi di R_L.Con l'interruttore S aperto nessuna corrente scorre all'ingresso, e sui contatti dell'interruttore è presente tutta la tensione d'ingresso. Quando S viene chiuso (figura 3a), tutta la tensione d'ingresso viene applicata su D (non in conduzione) e appare inoltre sul terminale "alto" dell'induttanza L. Benché inizialmente tutta la tensione sia ai capi dell'induttanza, la corrente in quest'ultima può solo crescere esponenzialmente per caricare C2 e aumentare la tensione d'uscita. Non appena la tensione d'uscita su R_2 e C_2

2

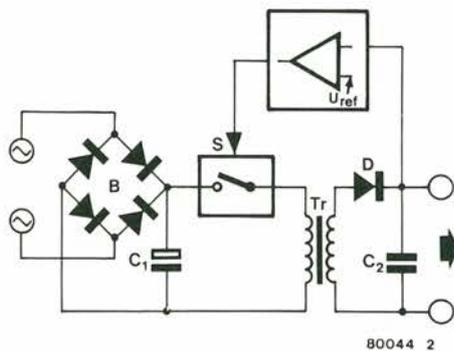



Figura 2. Un'elegante configurazione, che elimina il massiccio trasformatore di rete sostituendolo con uno di piccole dimensioni, realizzato con un nucleo che può lavorare a frequenze molto più alte. Questo schema non è raccomandato per l'autocostruzione, per ragione di sicurezza.

3

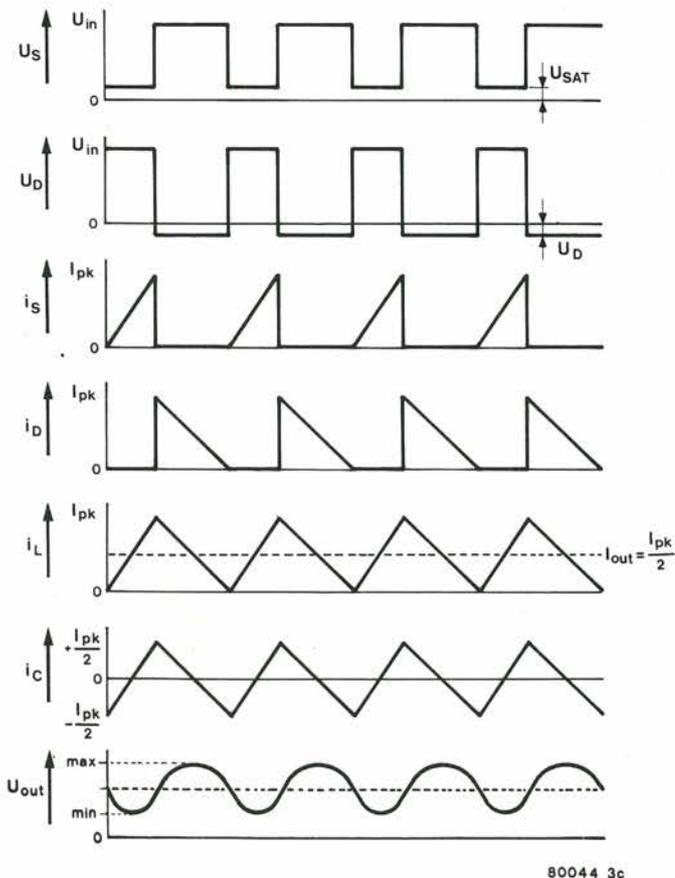
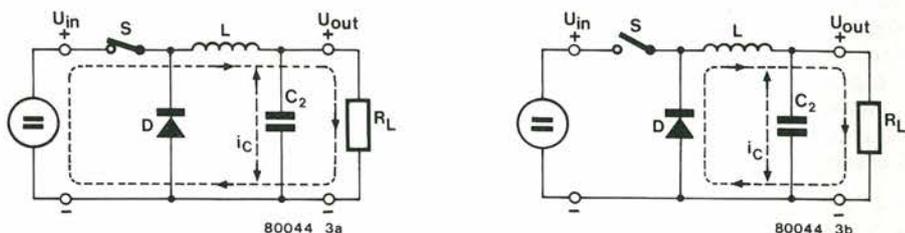



Figura 3. Le prestazioni di un regolatore "switching" sono strettamente correlate alle proprietà dell'induttanza L. Le correnti nelle induttanze tendono a mantenersi, esattamente come le tensioni sui condensatori.

raggiunge un livello prestabilito, S viene fatto riaprire e blocca il flusso di corrente all'ingresso (figura 3b). La corrente in L non può andare istantaneamente a zero, poiché l'energia magnetica immagazzinata deve essere trasferita: come si vede dalle frecce in figura 3b, la corrente ora scorre in D (in conduzione) continuando a caricare C2 e alimentando R_2. Quando la corrente in L diventa inferiore alla corrente richiesta dal carico, C2 fornisce la differenza e, scaricandosi, abbassa la tensione d'uscita. Non appena quest'ultima scende al di sotto del livello prestabilito, lo switch S richiude e il ciclo si ripete. Per aiutare i lettori che richiedono informazioni più precise, i diagrammi di figura 3C mostrano le forme d'onda delle varie correnti e tensioni nel circuito. Numerosi costruttori producono circuiti integrati dedicati agli alimentatori "switching".

Un tipico esempio è presentato in fotografia 1. Questo regolatore da 5V e 5A impiega un integrato Fairchild SH 1605 e solamente 5 altri componenti.

Alcune caratteristiche sono significative:
- tensione d'ingresso tra 12 e 18 V;
- uscita 5 V, max 5 A;
- minima corrente d'uscita 1A
- ripple 100 mV
- efficienza: 70%

Inversione di polarità

Con pochi cambiamenti della precedente configurazione (compresa l'inversione del diodo), si può far operare il regolatore in modo da invertire la polarità d'ingresso. La figura 4 presenta un'applicazione pratica, usando un'integrato Texas TL 497.

Il principio di funzionamento dovrebbe risultare chiaro: l'energia magnetica è immagazzinata in L finché S è chiuso. Quando S viene aperto, L genera una corrente, che carica G2 ad una tensione negativa attraverso il diodo D. Quando C2 è carico fino ad un livello di riferimento l'interruttore S di chiude nuovamente, e così via.

Step - up

I circuiti riducono la tensione d'ingresso o invertono la polarità. Tuttavia come si è detto, i regolatori "switching", hanno la possibilità di elevare la tensione d'ingresso. La figura 5 illustra questo principio. Con l'interruttore S chiuso, la corrente può scorrere solamente attraverso l'induttanza L. Chiudendo l'interruttore S, (vedi figura 3b) viene indotta una tensione L, che carica il condensatore C2 attraverso il diodo D. Quando la tensione su C2 raggiunge il livello voluto, l'interruttore viene racchiuso di nuovo. In figura 5 è riportato un circuito di uso pratico, che impiega un'integrato Fairchild μA 78S40. Questo componente, come pure gli integrati della Texas già citati, può essere usato per tutte le tre configurazioni di base, cioé step-down, invertente e step-up.

Con un ingresso di 10 V, questo circuito può fornire 160 mA a 25 V con una efficienza del 79%. Il μA 78S40 permette di controllare correnti fino a 1.5 A. La cor-

4

80044 5a

80044 5b

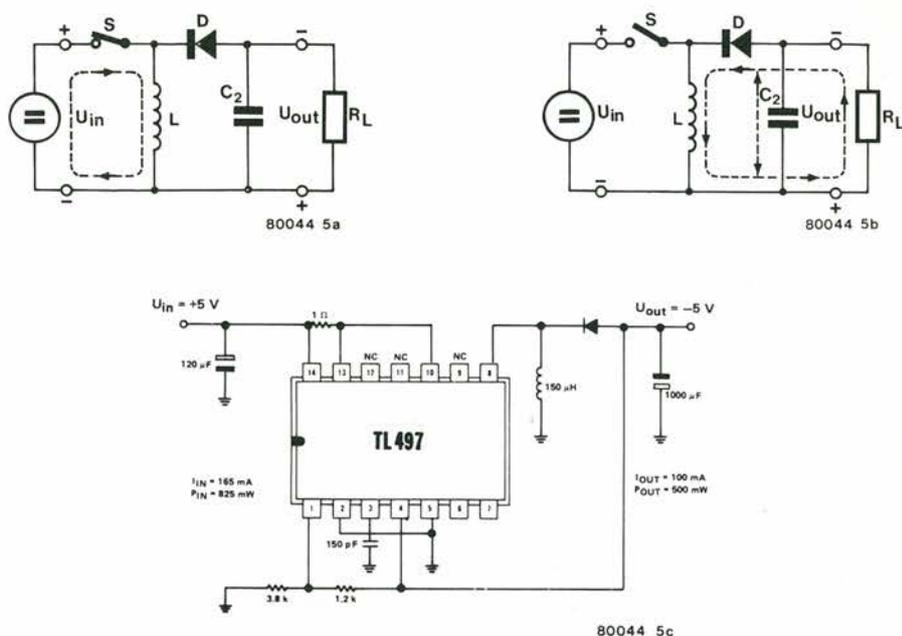



Figura 4. Uscite con polarità,a tensioni maggiori o minori dell'ingresso, sono possibili con questa configurazione.

5

TYPICAL STEP-UP OPERATIONAL PERFORMANCE

T_A = 25°C

CHARACTERISTIC	CONDITION	TYPICAL VALUE
OUTPUT VOLTAGE	I_{OUT} = 50 mA	25V
LINE REGULATION	5V ≤ V_{IN} ≤ 15V	4.0 mV
LOAD REGULATION	5 mA ≤ I_{OUT} ≤ 100 mA	2.0 mV
MAX OUTPUT CURRENT	V_{OUT} = 23.75	160 mA
OUTPUT RIPPLE	I_{OUT} = 50 mA	30 mV
EFFICIENCY	I_{OUT} = 50 mA	79%
STANDBY CURRENT	I_{OUT} = 50 mA	2.8 mA

80044 4c

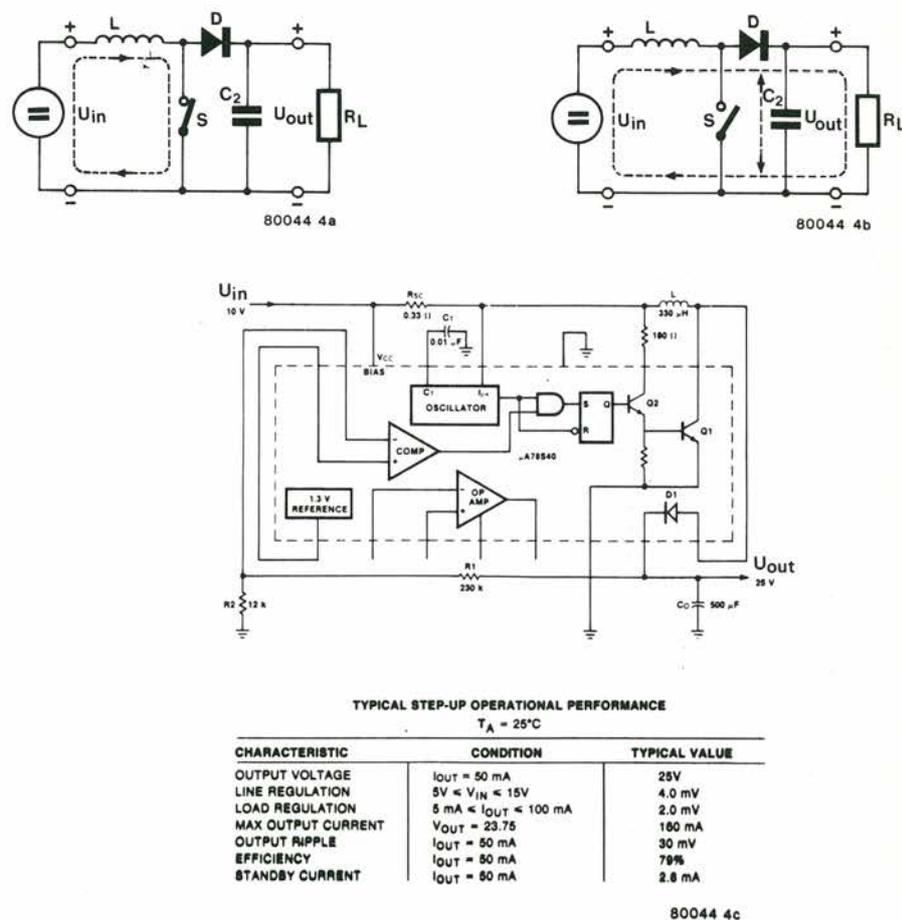



Figura 5. Questa configurazione fornisce una tensione d'uscita maggiore dell'uscita rettificata dopo il trasformatore.

6

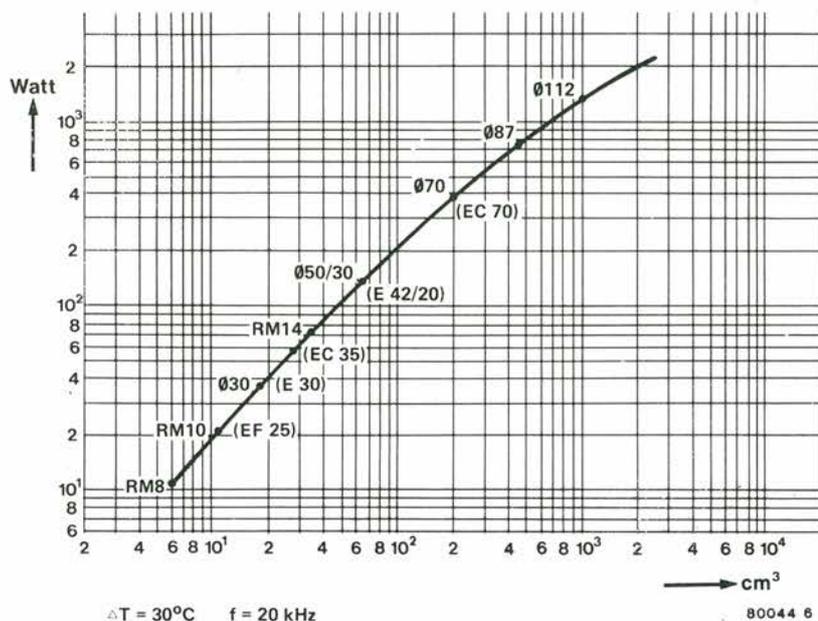



Figura 6. Questo diagramma specifica il margine di sicurezza di potenza traferibile, in funzione delle dimensioni del nucleo (in ferroxcube) di un'induttanza.

rente d'uscita corrispondente è circa la metà, vale a dire 750 mA. Si deve notare comunque, che il diodo interno (D1) non può sopportare più di 300 mA. Le prestazioni possono essere tuttavia migliorate, aggiungendo un diodo e un transistor di commutazione esterni.

Ulteriori dati tecnici

Sono state trattate solo alcune applicazioni dei circuiti integrati per alimentatori "switching". La bibliografia alla fine di questo articolo fa riferimento ai "dati sheets" dei costruttori, per i lettori che vogliono progettare le loro apparecchiature.

Alcuni suggerimenti

La costruzione di un alimentatore "switching" è per alcuni aspetti simile alla costruzione di circuiti per alta frequenza. I fianchi ripidi della forma d'onda di commutazione, e il conseguente contenuto di alte frequenze, richiedono una certa cura. È pressoché obbligatorio contenere al minimo la lunghezza dei cavi e delle piste che portano correnti di commutazione. Il circuito deve essere collegato con un singolo punto di massa. Il condensatore d'uscita determina il ripple d'uscita e sono raccomandati condensatori al tantalio, preferibili per le alte frequenze implicate. Come alternativa ad un solo condensatore di alta capacità, la capacità totale richiesta può essere ottenuta dal parallelo di normali condensatori elettrolitici. Qualche possibile ulteriore miglioramento può essere ottenuto usando condensatori con tensione di lavoro pari al doppio della tensione d'uscita.

Purtroppo la maggioranza dei comuni diodi da rettifica non è adatto a funzionare in un sistema "switching". Lo stesso inconveniente esiste per i transistor di commutazione: se non sono sufficientemente "veloci", dissipano molta potenza, riducendo l'efficienza del regolatore.

Costruzione delle induttanze

Molti hobbisti preferiscono essere informati dei problemi connessi al progetto e alla costruzione delle bobine. Pur essendo disponibili in commercio, talvolta è inevitabile dover calcolare e costruire personalmente le induttanze. Fortunatamente, non è poi così difficile; comunque è meglio fornire qualche suggerimento.

Le induttanze in questione normalmente vengono avvolte su un nucleo di ferroxcube come il Siemens N27 o il Philips 3C8, che soddisfano i requisiti richiesti per il merito delle basse perdite alle alte frequenze usate, da 20 a 50 kHz.

Per semplificare il calcolo, verranno considerati solo due parametri, esattamente il massimo campo magnetico permesso nel nucleo e il valore di induttanza desiderato. il grafico di figura 6 presenta la massima potenza trasferibile in funzione delle dimensioni nucleo. Per intensità di campo magnetico superiori al valore di sicurezza, l'induttanza decresce con conseguente aumento della corrente. Questa, sovraccorrente non solo può rapidamente distruggere il transistor di commutazione e il diodo della tensione d'uscita. Per questi motivi, è importante usare nuclei sovradimensionati. Il diagramma indica che nucleo a sezione circolare di 30 mm di diametro può sopportare potenze di 30 W.

Una volta scelta la sezione del nucleo, si può ottenere l'induttanza voluta. Allo scopo, si deve ricavare il parametro A_l dell'induttanza. Questo parametro è funzione del tipo di materiale magnetico, della sezione del nucleo del traferro, e viene comunicato dal costruttore. nella maggioranza dei casi è possibile un compromesso tra i vari parametri che permettono di avvolgere un numero relativamente modesto di spire, da 50 a 100.

Un numero minore di spire può sembrare più conveniente, ma si deve ricordare che generalmente questo implica maggiori perdite dell'induttanza. La massima efficienza viene ottenuta usando il filo, di diametro maggiore, che permette la completa copertura del nucleo. L'induttanza risultante è uguale al prodotto del parametro A_L espresso in nanohenry, per il quadrato di spire; con un nucleo con A_L di 400 nH e per un induttanza di 300 µH si ottiene:

$$\sqrt{\frac{300 \cdot 10^{-6}}{400 \cdot 10^{-9}}} = 27 \text{ spire}$$

Riferimenti:

Philips: *Data Handbook "soft ferrites"*
Siemens: *Databook "Ferrite"*
Fairchild: *Data Sheet SH 1605*
Data Sheet µA 78S40
Application note SH 1605
Application note µA 78S40
Texas Instruments: Applications: Report "designing switching voltage regulators with TL 497"

Generatore d'impulsi regolabile

Molte applicazioni in campo digitale richiedendo l'uso di un generatore d'impulsi di cui si possa regolare non solo la frequenza, ma anche il duty-cicle. Un problema tipico di alcuni generatori d'impulsi semplificati è che variando il duty-cicle viene modificata anche la frequenza. Il circuito descritto in questo articolo, che impiega una "manciata" di componenti, è esente da questo difetto; la frequenza e il duty-cicle sono regolabili indipendentemente, senza influenzarsi. La gamma di frequenza si estende da circa 1 kHz a 20 kHz, mentre il duty-cicle può essere regolato pressoché da 0% fino a 100%.

K. Kraft

Lo schema completo del generatore d'impulsi regolabile è riportato in fig. 1. Come si può vedere, il circuito è di estrema semplicità. Gli impulsi sono generati da un multivibratore astabile assemblato attorno a N1. Questo multivibratore fornisce un'onda quadra simmetrica (duty-cycle = 50%), la cui frequenza può essere regolata per mezzo di P1a. L'onda quadra viene "ripulita" da N2 è disponibile su un'uscita. Per permettere di regolare il duty-cycle senza influenzare la frequenza dell'onda quadra, il circuito impiega una rete integratrice (P1b/R2/C2) e un comparatore (IC1). La costante di tempo RC della rete integratrice ($C2 = 1/6 \cdot C1$) è scelta in modo che la tensione ai capi di C2 possa variare approssimativamente tra il 20 e l'80% della tensione di alimentazione, U_b. Quando la tensione supera la tensione di riferimento presente all'ingresso invertente del comparatore, l'uscita di quest'ultimo cambia stato. Il risultato è quindi un'onda quadra (U_x), il cui duty-cycle è determinato dalla tensione di riferimento (U_{ref}) del comparatore. Questo processo è chiaramente illustrato nel "timing" di figura 2. Variando la tensione all'ingresso invertente del comparatore, è quindi possibile regolare arbitrariamente il duty-cycle dell'onda quadra senza modificare la frequenza.

Rimane ancora in sospeso il problema di cosa accade al duty-cycle quando si varia la frequenza dell'onda quadra. Solitamente il duty-cycle viene influenzato dalla variazione della frequenza tuttavia in questo circuito, grazie all'impego di un potenziometro doppio (P1a/P1b), la costante di tempo RC della rete integratrice varia contemporaneamente alla frequenza del multivibratore. Se la frequenza, f, del multivibratore, viene aumentata di un fattore x, il periodo dell'onda quadra risultante viene ridotto di un fattore x, quindi il duty-cycle dell'onda quadra all'uscita del comparatore rimane inalterato. Non è difficile rendersi conto che modificando la costante RC della rete integratrice non si influenza la curva di carica di C2, e quindi il diagramma di figura 2 resta valido per ogni frequenza $x \cdot f$. Di conseguenza il rapporto T1/T2 e quindi il duty-cycle ($= T1/T2 \times 100\%$) sono costanti.

I valori di R3, R4 e P2 sono scelti in modo che la tensione di riferimento sull'ingresso invertente del comparatore possa variare tra il 13 e l'87% della tensione di alimenta-

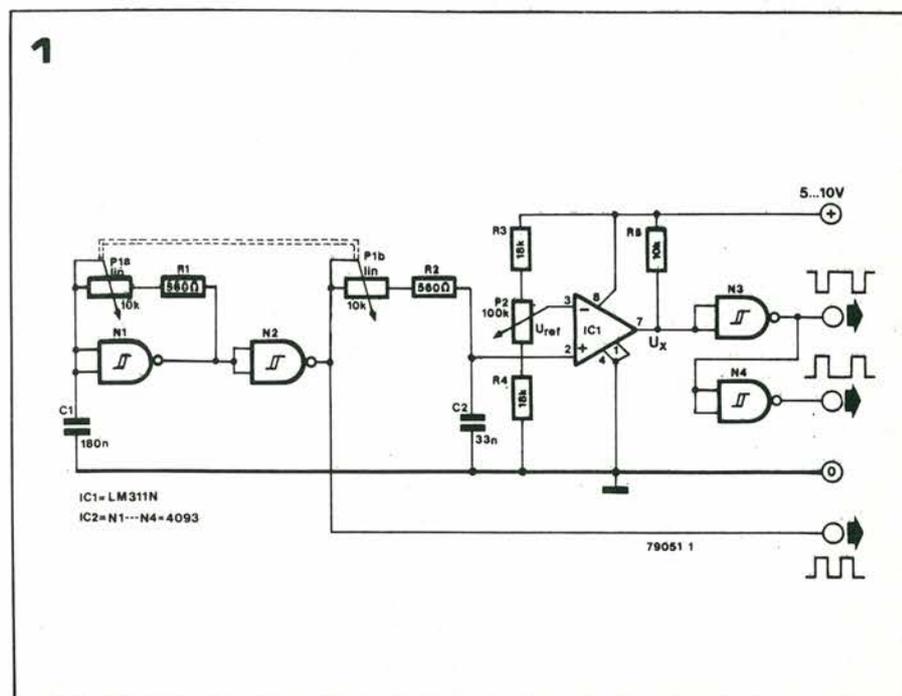



Figura 1. Il circuito del generatore d'impulsi regolabile impiega soltanto due IC, pur consentendo la regolazione indipendente della frequenza e del duty-cycle.

Figura 2. Questo diagramma dei tempi illustra come il duty-cycle del segnale d'uscita sia determinato dalla tensione di riferimento del comparatore (U_{ref}). Inoltre facendo variare la costante RC della rete integratrice in accordo con quella del multivibratore, è possibile rendere il duty-cycle indipendente dalla frequenza.

zione. Come si è già detto, la tensione ai capi di C2 può variare tra il 20 e l'80% della tensione di alimentazione. Quindi risulta possibile variare il duty-cycle del segnale d'uscita virtualmente tra 0% (vale a dire uscita 0) e il 100% (tensione continua in uscita).

Le due porte a Trigger di Shmitt rimanenti di IC2, vengono usate all'uscita invertita. È chiaro che se all'uscita di N3 è presente un'onda quadra con un duty-cycle del 30%, l'uscita di N4 è un'onda quadra di frequenza identica, ma con un duty-cycle del 70%. Con i valori dei componenti di figura 1, la gamma di frequenze si estende all'incirca da 1 kHz a 20 kHz.

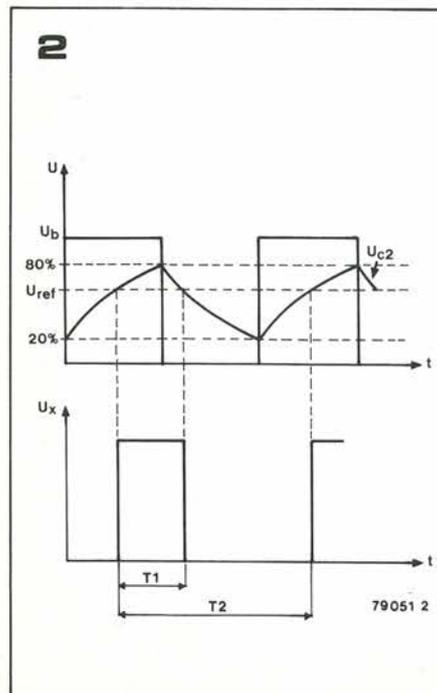
La gamma di frequenze può essere modificata, se si vuole; i parametri fondamentali del circuito sono dati dalle seguenti equazioni:

$$C1 = 6 \times C2$$

$$P1a = P1b \text{ e } R1 = R2$$

$$f = \frac{1}{(P1a + R1) \cdot C1 \cdot 0,4}$$

È anche possibile controllare l'ampiezza del segnale d'uscita collegando un potenziometro da 22k tra l'uscita di N3 o N4 e la massa. Il segnale d'uscita, in questo caso, verrà ricavato dal terminale centrale del potenziometro.

La tensione di alimentazione per questo circuito non deve essere necessariamente stabilizzata, comunque se ci sono restrizioni per quanto riguarda la stabilità di frequenza, ampiezza o duty-cycle, è meglio usare un regolatore di tensione. Poiché il circuito completo ha un'assorbimento di 20mA, la scelta più ovvia è un regolatore della serie 78 L. A seconda della tensione scelta i regolatori 78L05, 78L06, 78L09 e 78L010 si dimostrano adatti allo scopo.

Piccoli Annunci

le inserzioni dovranno esserci inviate utilizzando l'apposita cartolina inserita nella rivista

Cerco o scambio materiale di documentazione inerente la musica elettronica, in particolare schemi di VCO VCA etc. Garantisco rimborso spese, rispondo a tutte le proposte ragionevoli. *Vittorio Vais - Via B. Cerretti, 32 - 00100 Roma - Tel. 06/5800781.*

Vendo circuito stampato Microcomputer basic EPS 79075 nuovo così come fornito da Elektor più 3 riviste illustranti il progetto a metà prezzo cioè £ 12.000 - *Danilo Baù - Via Ettore May 11 - 20064 Pinerolo - Tel: 0121/70073*

Vendo personal computer al miglior offerente: composto da scheda CPU C800 Motorola con 256 x 8 RAM monitor su ROM da 1 x 8 con possibilità di gestione floppy disck 6820 I/O seriale interfaccia TTY. 3 schede RAM statistiche 2102 per un totale di 8 x 12K interfaccia video Mostek con tastiera 53 caratteri bus 5 schede e adattatore per cassette + manuali vari. *Giuliano Adami - Via Follo - S. Stefano 51 - 31040 Valdobbiadene - Tel: 0423/70262.*

Vendo o cambio con piatto Thorens, alimentatori Power one 5V 3V professionali, transistor Power, modulo contatore 4 cifre + memoria ecc. contattare per altri chiarimenti e per altri piatti simili. *Antonio Marotta - Via P. Boschi 46 - 02100 Rieti - Tel: 0746/45661 int. 29 ore 8-14.*

Vendo microcomputer MMD1 come nuovo . Bugbook V e VI £ 300.000. *Franco Gigante - Via Silio Italico 56/D - 80124 Napoli - Tel: 081/7603056.*

Cooperativa tecnici elettronici in rapida espansione per ampliamenti quadri, cerca soci elettronici, laureati, diplomati assicurati duraturo lavoro ed ottimi utili. Scrivere o Telefonare a: *Gybercop - Via Garessio 18 - 10126 Torino - Tel: 011/679443-6963675.*

Offro organo batteria elettronica con caratteristiche semiprofessionali a condizioni molto vantaggiose. Per più informazioni scrivetemi subito. Rispondo a tutti, ma ricordate è un'offerta molto buona! *Mauro Gallicet - P.zza Medail 1 - 10052 Bardonecchia.*

Giovane appassionato di radiotecnica prossimo SWL vorrebbe corrispondere con interessati nel campo *Giorgio Brida - V.le F. Chabod 40 - 11100 Aosta.*

Vendo calcolatore TI 57 programmabile, 50 passi di programma, 80 istruzioni, 41 funzioni da tastiera, perfetta, completa di istruzioni, accumulatore ricaricabile, alimentatore a £ 35.000. *Gianni Ponzoni - Via Pier Lombardo 30 - 20135 Milano - Tel: 02/5450493.*

Eseguo per ditte o privati, antenne, citofoni interfonici, assistenza radio TV, progetti e montaggi elettronici, telefonare ore serali a Mario Tel: 081/7562314 oppure 7561210. *Mario Nespola - Via Luigi Volpicella 385 - 80147 Barra.*

Vendo sintonizzatore stereo UK 541 perfettamente funzionante, gamma 88÷108 MHz sensibilità 1,5 μV - £ 45.000. *Per accordi scrivere a: Guzzini Giorgio - Via Montirozzo 30 - 60100 Ancona - Tel: 071/52176.*

Vendo micro Z80 RIV NE LX 381 - 382 - 384 - 385 - 386 manca alimentatore montato funzionante circa £ 350.000. Tratto con chi ha la possibilità di provvedere al ritiro del materiale. *Colliva Pietro - Via Navile 4 - 40131 Bologna - Tel: 051/372535.*

1° Convegno Nazionale

"IL MICROCOMPUTER AL SERVIZIO DEL RADIOAMATORE"

Organizzato dalla Sezione di Lucca "F.lli Vecchiacchi" nei giorni 11 e 12 ottobre 1980.

Nel corso di tale manifestazione che si terrà a Lucca, saranno premiati i lavori più meritevoli, inerenti al tema del convegno, che verranno presentati e discussi dai partecipanti.

PROGRAMMA

Sabato 11 ottobre
ore 15 Incontro dei partecipanti presso i locali del C.I.S.C.U. Mura Urbane n° 21 (Baluardo S. Paolino).
—Esposizione e presentazione delle realizzazioni.

Domenica 12 ottobre
ore 9 Ritrovo dei partecipanti presso i locali del C.I.S.C.U.
—Saluto agli intervenuti.
—Introduzione ai lavori da parte dell'Ing. Claudio Boarino 15 BVM.
—Descrizione dei lavori presentati, a cura dei realizzatori stessi.
—Dibattito sulle applicazioni del Microcomputer in campo radiantistico.
—Premiazione delle realizzazioni.
—Pranzo e conclusione del Convegno.

Vendo generatore di segnali per TVC Unahom EP686B multimetro digitale Simpson nuovissimi a £ 650.000. *Furlani Eligio - Via A. Robino 95/I - 16142 Genova - Tel: 010/880083*

Vendo radiotelevisione 2" JVC riceve VHF UHF AM DIM 53 x 148 x 187 mm novità, con accessori £ 280.000 senza £ 260.000. *Alfonso Cinelli - Via Starza 97 - 82019 S. Agata dei Goti.*

Vendo amplificatore per radio libere 400 Watt. **Vendo** anche amplificatore 100 Watt FM a transistor, modulatore a sintesi 10 Watt antenna 4 dipoli, tutto con garanzia. Telefonare dopo le ore 22 - *Adriano Cau - Via Monte Grappa 6/A - 07100 Sassari - Tel: 079/272028.*

Vendo provavalvole S.R.E., Voltmetro, generatore di barre TV preamplificatore e piatto giradischi. Prezzi: £ 15.000, £ 20.000, £ 30.000, £ 40.000 e £ 35.000. *Massimo Simonato - Via Le Villette 24 - 11013 Courmayeur - Tel. 0165/841515.*

Vendo coppia diffusori HI-FI come nuovi, costruisco apparecchiature elettroniche, Master, CS a fotoincisione a richiesta o su disegno; **Vendo** mobile HI-FI. *Luciano De Bortoli - Via Carducci 22 - 20123 Milano - Tel: 02/8051160 pomeriggio.*

Causa realizzo **Vendo** generatore di ritmi e organo elettronico. *Roberto Galeazzi - Via A. Volta 101/B - 21047 Saronno - Tel: 02/9601167*

Vendo trasmettitore CB 23 canali quarzati più rosmetro più antenna boomerang e per macchina. Il tutto per £ 120.000 trattabili. Come nuovo, a richiesta per £ 15.000 alimentatore 2 A 12 V. *Pietro Scalzitti - Via del Ridotto 9 - 10147 Torino - Tel: 011/250930 telefonare di pomeriggio.*

Eseguo montaggi elettronici su C.S. per ditte a domicilio, impianti antifurto, massima serietà. Telefonare ore pasti. *Walter Celsi - V.le Fulvio Testi 70 - 20126 Milano - Tel: 02/642552.*

Annuncio per attività lavorativa come riparatore TV e radio di qualsiasi tipo. *Claudio Permunian - Via Prati 2 - 37017 Lazise - Tel: 045/643046*

Vendo minuteria pezzi di resistenze condensatori gruppi E.A.T. e pezzi vari Scuola Radio Elettra. Libri riviste di elettronica e altro materiale radio elettronico. *Walter Brusati - Via Ercole Ferrario 6 - 20144 Milano - Tel: 02/481538 ore serali.*

mercato

Psofometro digitale miniaturizzato

Il PMP-20 della Wandel & Goltermann è uno psofometro di dimensioni ridottissime, che consente di misurare il rumore in un canale telefonico e di pesarlo secondo la raccomandazione CCITT P. 53 al variare della frequenza.

Lo strumento funziona nel range di frequenza da 15 Hz a 20 kHz, è dotato della facility di autoranging, e ha un grande display a cristalli liquidi, facile da leggere. Il range del livello può variare da -70 dBm a +10 dBm, con una risoluzione di 0,1 dB. È anche possibile misurare tensioni continue da 0 a ±100V. L'impedenza di ingresso è commutabile tra 600Ω e 100 KΩ. Lo strumento si spegne automaticamente ed è contenuto in un robusto case a prova di urti, ideale per il service esterno.

Wandel & Goltermann
Postbox 45
D-7412 Eningen u.A.
W. Germany

mercato

Controllo di temperatura a distanza

La serie 4000 Williamson è un sistema per la misura senza contatto (quindi a distanza) di temperature concepito per applicazioni industriali, il laboratorio e sperimentali che comportano il controllo di temperature di processo da 25 A 1900°C. Queste apparecchiature pirometriche misurano la temperatura superficiale di materiali con una precisione garantita di ±1%. Sono disponibili versioni speciali concepite specificatamente per la misura di temperature di film trasparenti, temperatura di vetro, misure di temperatura in presenza di riscaldatori infrarossi ed applicazioni che richiedono l'insensibilità del sistema alla presenza di fiamme e gas caldi di combustione. Tutti i sistemi della serie 4000 sono contraddistinti dall'impiego di moduli elettronici che consentono un'ampia scelta di segnali lineari di uscita per pilotare indicatori, registratori e/o autoregolatori. Sono anche disponibili moduli inseribili in qualsiasi momento con circuiti memorizzati del valore di picco o inseguitori del valore minimo. La possibilità di variare il tempo di risposta consente di adattare questi strumenti ad applicazioni specifiche. Gli alimentatori sono intercambiabili come pure le teste rivelatrici per cui i fermi di produzione, in caso di guasti accidentali, sono contenuti in tempi minimi.
Esistono versioni speciali che sono provviste di doppia scala a commutazione elettronica che aumentano le possibilità di questi strumenti praticamente duplicandone le prestazioni.

Barletta Apparecchi scientifici
Via Fiori Oscuri 11
20100 Milano
Tel: 02/865961

Multimetro per fibre ottiche

La Photodyne ha introdotto sul mercato un tipo di strumento di misura di potenza ottica OPTICAL MULTIMETER 22XL, particolarmente utile per misure di tipo autoranging su fibre ottiche, con dinamica di misura da 1 pW fino a 2W.
Lo strumento, dotato di molteplici tra-

sduttori, è in grado di misurare radiazioni di lunghezze d'onda fra 220 e 1800 mm, accetta due teste di misura e può quindi misurare sia potenze assolute che rapporti di potenza (attenuazioni), con risoluzione di 0,1 o 0,01 dB, e letture di dBm (decibel sotto 1 mW) o dB μm (decibel sotto 1 μW).
Lo strumento è dotato di adattatori per tutti i principali tipi di fibre ottiche in commercio, ma opera per qualsiasi misura su radiazioni UV, luminose, IR; è interfacciabile verso registratori e calcolatori. È di piccole dimensioni ed è alimentato da batterie ricaricabili.

Vianello
Via T.da Cazzaniga 9/6
20100 Milano
Tel: 02/3452071

Oscilloscopio a memoria digitale

L'oscilloscopio Tektronix 468 aumenta il limite della banda passante memorizzabile, riconosce segnali "fantasma", corregge gli errori di inviluppo e di jitter, pur essendo dotato di memoria digitale.
Il 468, in funzionamento convenzionale, ha le medesime caratteristiche del modello standard 465B, portatile da 100 MHz. Il funzionamento in memoria è ottenuto premendo semplicemente un pulsante; la forma d'onda viene acquisita e memorizzata così come è vista sullo schermo, senza necessità di regolare nuovamente il livello di intensità in memoria. Queste caratteristiche in unione al signal average e ai cursori per differenze di tempo e tensioni, lo rendono particolarmente facile da usare.
Il 468 ha un digitalizzatore da 8 bit a 25 MHz ed utilizza una singolare tecnica di interpolazione sul display, per raggiungere una banda passante, in memoria, di 10 MHz.
L'"inviluppo" utilizza un doppio campionamento e registra il massimo e il minimo di un segnale in memoria, con scansioni selezionabili da 2 a 256 oppure continue.
Può catturare impulsi brevi su fenomeni lunghi (glitch), vedere le escursioni di un segnale e smascherare i segnali (fantasma) sottocampionati.
Il "segnal average", opzionale, consente di eliminare il rumore non sincrono con il trigger.
La memoria di 1024 parole può contare 2 segnali x 512 parole, oppure 4 segnali per 256 parole.
Le prestazioni di questo strumento lo rendono particolarmente adatto in campo medico, industriale e telecomunicazioni.
Come ulteriore caratteristica è presente un dispositivo di auto-test che consente di controllare il corretto funzionamento dello strumento.

Tektronix
Via Lampedusa 13
20141 Milano
Tel: 02/8466946

mercato

Amplificatore booster allo stato solido

L'amplificatore RF di potenza a larga banda, funzionante da 30 a 88 MHz, modello EWA 3088-13/4568 della Microware Power Devices, è in grado di fornire in uscita una potenza nominale di 1000 W su 50Ω con un VSWR di 2,5:1.
L'unità è dotata di protezioni elettroniche contro i danni provocati da un VSWR sul carico troppo alto, da un'eccessiva potenza del segnale in ingresso e possiede un circuito BITE completo per una rapida diagnosi dei guasti.
L'amplificatore funziona con un'alimentazione di 24-32Vcc fornita dalla batteria degli automezzi, con un assorbimento di 80A e ha già incorporato un ventilatore per il raffreddamento. L'EWA-3088 trova il suo principale impiego come amplificatore booster. Questo amplificatore in classe AB, grazie alla sua robustezza e affidabilità, è adatto anche per applicazioni sui veicoli militari, potendo operare in un range di temperatura da -51°C a +52°C.
Accetta in ingresso sia segnali FM che CW e presenta un contenuto di armoniche di -70 dB.
Le dimensioni dell'amplificatore sono 16,4 x 30,5 x 35,6 cm.

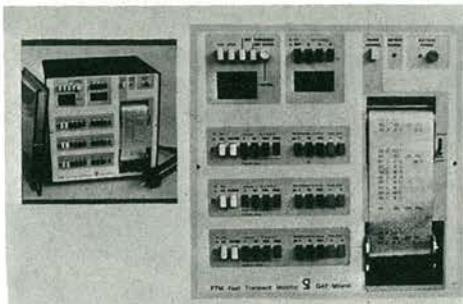
Romagnoli Elettronica
Via Firenze 130 Aurelia Km 319
57100 Livorno
Tel: 0586/407301

Tiristori a turn-off veloce

La Philips ha presentato due tiristori a turn-off veloce. Questi dispositivi sono indicati per inverter ad alta frequenza, circuiti di commutazione, controlli di motori, falsh elettronici, sistemi che funzionano ad impulsi, alimentatori e circuiti di deflessione per televisori.
I tiristori BT 153 e BT 154 sono caratterizzati dall'elevata affidabilità e dalle ottime prestazioni termiche. Questi risultati sono stati ottenuti grazie alla tecnica di saldatura eutettica e alla passivazione con vetro.
La saldatura eutettica migliora altresì le prestazioni termiche permettendo di ottenere una resistenza termica più bassa rispetto a quella ottenibile con la tecnica di saldatura tradizionale.
Il BT 153 è in grado di commutare (in conduzione) una corrente media di 4A alla temperatura ambiente di 95°C. La tensione nominale è di 500 V (massimo).
Il tempo di turn-off è pari a 20 μs.
Il BT 154 ha la configurazione di un SCR a struttura simmetrica (ASCR) ed è dotato di caratteristiche di blocco in senso diretto. Può commutare in conduzione una corrente media di 5A alla temperatura ambiente di 77 °C. La tensione nominale è di 750V, mentre il tempo di turn-off è di soli 2,4 μs.
I due tiristori sono incapsulati in custodia di plastica TO-220AB.

Philips
V.le F. Testi 327
20162 Milano
Tel: 02/69941

Monitor per transistori rapidi

Realizzato dalla Gay, il Fast Transient Monitor permette di controllare ed analizzare, in maniera continua, transitori veloci di sovratensione in linee elettriche di alimentazione e su linee di trasmissione di segnali a basso livello.

L'apparecchio permette, in particolare, di registrare e stampare qualsiasi evento che possa essere fonte di disfunzione in computer, terminali, strumenti a microprocessore, etc. L'FTM GAY ha quali caratteristiche/prestazioni salienti: misurazione impulsi da 4 mV a 10.000 V, durata misura di 50 ns con una precisione del 3%; consumo estremamente ridotto di energia, con possibilità di funzionamento a batteria - senza interventi dell'operatore-fino a durata massima di 14 giorni; 3 canali distinti di ingresso consentono la misura su linee trifasi (o di tre funzioni su una stessa linea) grazie alla completa indipendenza di ogni canale; stampa automatica dei valori degli impulsi superiori a un predeterminato livello di soglia, con registrazione temporale del preciso momento in cui è avvenuto il fenomeno.

Perimel
P.zza De Angeli 7
20146 Milano
Tel: 02/483248

Moltiplicatori veloci a logica combinatoria

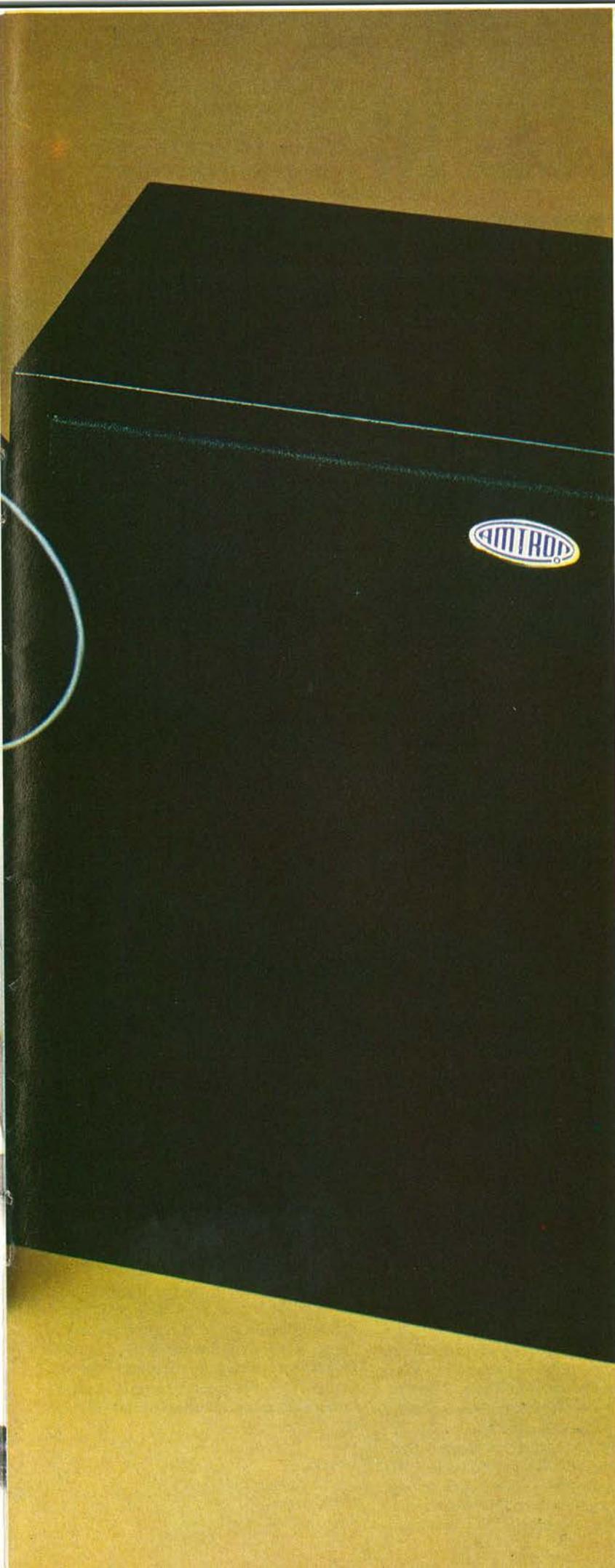
La Advanced Micro Devices ha introdotto l'Am25S558, un circuito che segue com-

pletamente una moltiplicazione 8 bit per 8 bit in soli 45 ns.
I prodotti parziali sono generati e sommati da una serie di circuiti sommati in un funzionamento singolo, non regolato da clock, originando il prodotto in uscita parallela a 16 bit. L'Am 25S558 è compatibile pin-to-pin con le memorie monolitiche che aventi un numero simile (67/57558).
L'Am25S557 aggiunge un latch trasparente a 16 bit tra il gruppo moltiplicatore ed i buffer d'uscita di tipo tri-state.
I funzionamenti in modo multiplo e l'espandibilità sono le caratteristiche fondamentali di questi dispositivi. Essi funzionano anche su operandi senza segno, in complemento a 2 oppure misti. Infine, gli Am25S55/558 possono espandersi al funzionamento con o senza segno, semplicemente prelevando il bit più significativo (MSB) ed il suo complemento. Il tempo tipico di moltiplicazione, nella configurazione a 16 bit (uscita a 32 bit) è di 100 ns.
Gli Am25S557 ed Am25S558 sono disponibili in DIP a 40 pin, richiedono un'alimentazione singola +5V ed hanno un consumo massimo di 280 mA. Inoltre, sono disponibili le versioni militari e commerciali ottenute da una selezione di prodotto al 100% secondo le specifiche MIL-STD-883.

Advanced Micro Devices
Palazzo Vasari - Centro Direzionale
Milano 2 - 20090 Segrate
Tel: 02/2154913

Rettificatori da 25 A fino a 1000V

La Motorola ha presentato una famiglia di rettificatori, indicata con la sigla TRA 0750, progettata per consentire il minor costo per ampere.
Infatti, oltre a prevedere il montaggio a saldatura diretta su un idoneo dissipatore, consente di realizzare il minimo ingombro con eccellenti prestazioni termiche (resistenza termica giunzione-contenitore di 1°C per watt).
È inoltre possibile ottenere un'alta prestazione elettrica: 25 A a 150°C di giunzione.
La famiglia TRA 0750 impiega il bottone Motorola per automobili MR2500 ed è particolarmente adatta ad essere largamente utilizzata in applicazioni di raddrizzatori a pile, da correnti medie a correnti molto elevate.

Motorola
Via C. Menotti 11
20129 Milano
Tel: 02/7382841

SINTONIZZATORE STEREO FM mod. UK 543 W

Gamma di frequenza: 87, 5 ÷ 108 MHz
Sensibilità: 2,5 μV (S/N = 30 dB)
Frequenza intermedia: 10,7 MHz
Banda passante a -3 dB: 240 kHz
Impedenza d'ingresso: 75 Ω
Impedenza d'uscita: 12 kΩ
Livello d'uscita (a 100 μV/75 kHz dev.): 220 mV
Distorsione armonica: 0,5%
Separazione stereo FM: 30 dB (1000 Hz)
Risposta in frequenza: 30 ÷ 1200 Hz ± 1 dB
Alimentazione: 220 Vc.a. 50/60 Hz
SM/1543-07

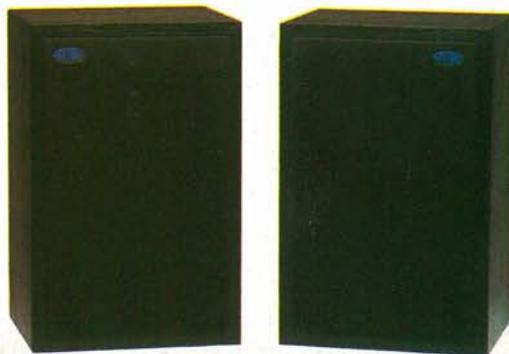
PREAMPLIFICATORE STEREO mod. UK 531 W

Guadagno: 8 dB Regolazione toni: ± 15 dB
Rapporto S/N: 70 dB
Impedenza/Sensibilità ing. phono: 47 kΩ/3mV
Impedenza/Sensibilità ing. tuner e tape: 45 kΩ/95 mV
Impedenza d'uscita: 2000 Ω
Distorsione ing. phono: 0,3%
Distorsione ing. tuner e tape: 0,1%
Livello uscita tape: 10 mV
Alimentazione: 220 Vc.a. 50/60 Hz.
SM/1531-07

AMPLIFICATORE DI POTENZA STEREO mod. UK 537 W

Potenza d'uscita musicale: 36 W
Potenza d'uscita per canale (dist. 1%): 18 W (4 Ω)
Impedenza d'uscita: 4 - 8 Ω
Impedenza d'ingresso: 100 kΩ
Sensibilità d'ingresso: 200 mV
Risposta in frequenza a 3 dB: 25 ÷ 40000 Hz
Alimentazione: 220 Vc.a. 50/60 Hz
SM/1537-07

DIFFUSORE ACUSTICO mod. UK 806 W

Altoparlante a doppio cono ad alta efficienza
Diametro: 160 mm
Potenza di picco: 20 W Risposta in frequenza: da 60 Hz a 18000 Hz
Impedenza: 4 Ω
Dimensioni: 260 x 190 x 155 mm
SM/1806-07

Monitori isotropici

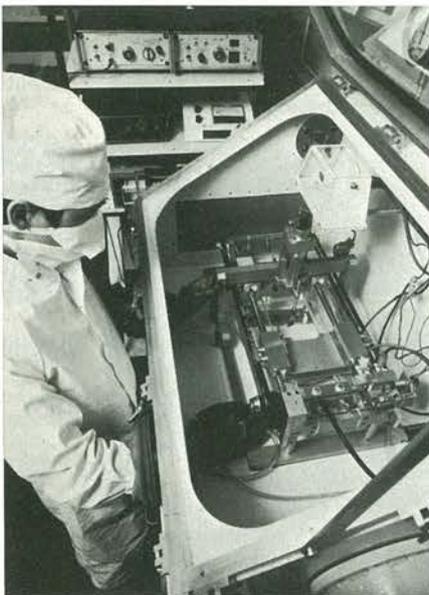
La normativa relativa ai livelli di sicurezza negli ambienti di lavoro e in genere nei luoghi dove vi è una continua emissione di onde elettromagnetiche (radar, telecomunicazioni, microonde per uso industriale, ecc.) si è notevolmente sviluppata e si ha una crescente richiesta di misurare con precisione le intensità di campo RF in una gamma di frequenza ampia mediante strumenti semplici della Narda, che coprono l'intera gamma da 10 MHz a 26 GHz.
Sono disponibili due sistemi che differiscono solo nel tipo di strumento indicatore. Il modello 8603 utilizza una piccola unità portatile da tenere in una mano. Il Modello 8608 impiega un'unità, sempre portatile (con maniglie) ma con un indicatore ad ampia scala e con inclusione di molte funzioni aggiuntive estremamente utili. Se si vuole esaminare l'area sotto controllo per determinare il massimo valore di radiazione di può memorizzare il valore massimo ottenuto durante l'indagine e leggerlo sull'indicatore semplicemente azionando a livelli istantanei predisposti.

Ambedue i sistemi utilizzano due sonde per coprire l'intera gamma di frequenza, ma lo stesso paio di sonde può essere usato con ciascun sistema.
Una sonda risponde a 10 a 300 MHz mentre l'altra risponde alle radiazioni da 300MHz a 26 GHz. la gamma dinamica e la sensibilità consentono misure da 002 a 20 mW/cm^2. Il tempo di risposta è di un secondo nella posizione "rapida" e tre secondi nella posizione "lenta".
La precisione di calibrazione è ± 0,05 dB. Nella gamma 10-30 MHz le misure vengono eseguite rilevando il campo H, mentre da 300 MHz a 26 GHz viene misurato il campo E. Gli elementi sensori nella sonda sono disposti in tre piani perpendicolari tra di loro da permettere di sommare tutta l'energia incidente che arriva da tutte le direzioni.

Vianello
Via Tommaso da Cazzaniga 9/6
20100 Milano
Tel: 02/3452071

Transistor "organico" supersensibile

Gli scienziati dell'Università di Durham in Inghilterra hanno sviluppato un dispositivo più sensibile dei transitor tradizionali con una vasta gamma di applicazioni che va dalla biochimica all'elettricità delle cel-

mercato

lule solari. Si tratta di un "transistor organico" che si avvale di una tecnica conosciuta da 45 anni e impiega un materiale simile a quello usato nella confezione di pallline antitarme.
La tecnica consiste nell'avvolgere una sostanza con una sottile pellicola per ottenere uno strato monocellulare di molecole organiche. Il materiale scelto, in questo caso l'antracene, materiale molto simile alla naftalina con la quale sono composte le palline antitarme, viene estratto da un composto liquido. La scelta del liquido dipende dalla particolare struttura richiesta. Il risultato si può usare come base nella produzione di una varietà di dispositivi tipo transistor. Si ottengono pellicole dello spessore di mille milionesimi di metro. Comunque gli scienziati precisano che ciò non è competitivo con la tecnologia dei chip al silicio, poiché i transistor sono ancora da preferire per molti usi, in particolare per i dispositivi a microonde.

Università di Durham
Physics
South Road
Durham DH1 3LE
England

Amplificatore audio da 10W

Il TCA 940 N della SGS-ATES è un circuito integrato monolitico incapsulato in un package plastico quad-in-line a 12 piedini, studiato per l'impiego come amplificatore in classe B a bassa frequenza.
Il dispositivo fornisce una potenza di uscita di 10W con 20V/4Ω, di 7W con 16V/4Ω e di 6,5 W con 20V/8Ω. Fornisce un'alta corrente di uscita (fino a 3A), è caratterizzato da un basso contenuto di armoniche e da una bassa distorsione di cross-over.
Oltre al shut-down termico, il TCA 940N contiene un circuito limitatore della corrente, che limita il funzionamento entro l'area di sicurezza dei transistor di potenza.
Il TCA 940 N è pin to pin equivalente al TBA 810 AS.

SGS - Ates
Via C. Olivetti 2
20041 Agrate B.
Tel: 039/650343

mercato

Interruttore optoelettronico

Dotato di tutti i circuiti necessari in un singolo package plastico chiaro a 3 terminali, lo switch optoelettronico ULX-3330Y della Sprague è un circuito integrato monolitico che contiene un fotodiodo, un amplificatore a basso livello, un rivelatore di livello, un driver di potenza di uscita, e un regolatore di tensione.
Esso può essere usato come fotorivelatore a basso costo per applicazioni consumer o industriali e richiede un numero di componenti esterni estremamente ridotto per poter funzionare.
Il dispositivo ha un range di temperatura che va da 0 a 70°C.

Sprague Italia
Via De Castro 4
20100 Milano
Tel: 02/4987891

mercato

Darlington veloci con capacità di 60A e 250V

La Motorola ha presentato due transistori di potenza Darlington NPN-L'MJ10020 e l'MJ10021 - con capacità di correnti continue di 60A e 90A di picco.
Questi Darlington monolitici sono rispettivamente classificati per tensione massima di 200V e 250V.
Tutte le unità hanno un guadagno minimo di 75 a 15 A e di 15 a 60A. I tempi di commutazione sono: storage massimo di 3,5 μs, e tempo di discesa di 0,5 μs a 30A.
I transistori impiegano un contenitore metallico TO-3, che si configura con struttura interna in rame e adduttori per alta corrente.

Motorola
Via C. Menotti 11
20129 Milano
Tel: 02/7386141

su **SPERIMENTARE**

di Settembre

troverete:

- generatore di segnali BF
- commutatore a 4 vie per oscilloscopio
- snap-flash
- ricevitore CB professionale 100 CH - II parte
- regolatore di luce
- amplificatore audio HI-FI da 30 W

... e altri articoli

interessanti ! !

TELECAMERA GBC MARK 14

- **Microfono a condensatore ad alta sensibilità**
- **Controllo automatico di esposizione**
- **Compensatore automatico di luminosità**
- **Peso: 1,1 kg**

QUANDO GLI ALTRI VI GUARDANO

STUPITELI! LA SCUOLA RADIO ELETTRA VI DA' QUESTA POSSIBILITA', OGGI STESSO.

Se vi interessa entrare nel mondo della tecnica, se volete acquistare indipendenza economica (e guadagnare veramente bene), con la Scuola Radio Elettra ci riuscirete. E tutto entro pochi mesi.

TEMETE DI NON RIUSCIRE?
Allora leggete quali garanzie noi siamo in grado di offrirvi; poi decidete liberamente.

INNANZITUTTO I CORSI

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA (con materiali)
RADIO STEREO A TRANSISTORI - TELEVISIONE BIANCO-NERO E COLORI - ELETTROTECNICA - ELETTRONICA INDUSTRIALE - HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA - ELETTRAUTO.

Iscrivendovi ad uno di questi corsi riceverete, con le lezioni, i materiali necessari alla creazione di un laboratorio di livello professionale. In più, al termine di alcuni corsi, potrete frequentare gratuitamente i laboratori della Scuola, a Torino, per un periodo di perfezionamento.

CORSI DI QUALIFICAZIONE PROFESSIONALE
PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI - DISEGNATORE MECCANICO PROGETTISTA - ESPERTO COMMERCIALE - IMPIEGATA D'AZIENDA - TECNICO D'OFFICINA - MOTORISTA AUTORIPARATORE - ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE - LINGUE.

CORSO ORIENTATIVO PRATICO (con materiali)
SPERIMENTATORE ELETTRONICO particolarmente adatto per i giovani dai 12 ai 15 anni.

POI, I VANTAGGI

- Studiate a casa vostra, nel tempo libero;
- regolate l'invio delle dispense e dei materiali, secondo la vostra disponibilità;
- siete seguiti, nei vostri studi, giorno per giorno;
- vi specializzate in pochi mesi.

IMPORTANTE: al termine di ogni corso la Scuola Radio Elettra rilascia un attestato, da cui risulta la vostra preparazione.

INFINE... molte altre cose che vi diremo in una spledida e dettagliata documentazione a colori.
Compilate, ritagliate (o ricopiatelo su cartolina postale) e spedite questo tagliando alla:

Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5/310
10126 Torino
perché anche tu valga di più

dolci adv

PRESA D'ATTO
DEL MINISTERO DELLA PUBBLICA ISTRUZIONE
N. 1391

La Scuola Radio Elettra è associata alla **A.I.S.CO.**
Associazione Italiana Scuole per Corrispondenza per la tutela dell'allievo.

PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO

SCUOLA RADIO ELETTRA Via Stellone 5/310 10126 TORINO EK 9/80
INVIATEMI, GRATIS E SENZA IMPEGNO, TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO

DI
Nome
Cognome
Professione Età
Via
N.
Comune
Cod. Post. Prov.
Motivo della richiesta: per hobby ☐ per professione o avvenire ☐

Tagliando da compilare, ritagliare e spedire in busta chiusa (o incollato su cartolina postale)

idee d'abbonamento

impiegano componenti moderni facilmente reperibili con speciale inclinazione per gli IC, lineari e digitali più economici. Elektor stimola i lettori a seguire da vicino ogni progresso in elettronica, fornisce i circuiti stampati dei montaggi descritti.

Millecanali, la prima rivista italiana di broadcast, creò fin dal primo numero scalpore ed interesse. Oggi, grazie alla sua indiscussa professionalità è la rivista che "fa opinione" nell'affascinante mondo delle radio e televisioni locali.

A partire da gennaio 1981 sarà ulteriormente arricchita con l'inserto MN (Millecanali Notizie) che costituisce il complemento ideale di Millecanali, fornendo oltre ad una completa rassegna stampa relativa a TV locali, Rai, ecc. segnalazioni relative a conferenze, materiali, programmi, ecc.

Il Cinescopio, l'ultima nata delle riviste JCE, sarà in edicola col 1° numero nel novembre 1980. La rivista tratta mensilmente tutti i problemi dell'assistenza radio TV e dell'antennistica.

PROPOSTE	TARIFFE	DONI
12) Abbonamento 1981 a **SELEZIONE + MILLECANALI**	**L. 37.500** anzichè L. 48.000 (estero L. 54.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice Selezione 1980 (valore L. 500) - Inserto mensile Millecanali Notizie
13) Abbonamento 1981 a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR**	**L. 52.500** anzichè L. 69.600 (estero L. 74.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice Selezione 1980 (valore L. 500) - Indice Elektor 1980 (valore L. 500) - Guida del riparatore TV Color (valore L. 8.000)
14) Abbonamento 1981 a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + IL CINESCOPIO**	**L. 52.000** anzichè L. 69.600 (estero L. 73.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice Selezione 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000) - Guida del riparatore TV Color (valore L. 8.000)
15) Abbonamento 1981 a **SELEZIONE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO**	**L. 53.000** anzichè L. 72.000 (estero L. 75.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Selezione 1980 (valore L. 500) - Indice Elektor 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000) - Guida del riparatore TV Color (valore L. 8.000)
16) Abbonamento 1981 a **SPERIMENTARE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO**	**L. 51.500** anzichè L. 69.600 (estero L. 72.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice di Elektor 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000) - Guida del riparatore TV Color (valore L. 8.000)
17) Abbonamento 1981 a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + ELEKTOR + IL CINESCOPIO**	**L. 69.000** anzichè L. 83.600 (estero L. 97.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice di Selezione 1980 (valore L. 500) - Indice di Elektor 1980 (valore L. 500) - TTL/IC Cross Reference Guide (valore L. 8.000) - Guida del riparatore TV Color (valore L. 8.000)
18) Abbonamento 1981 a **SPERIMENTARE + SELEZIONE + IL CINESCOPIO + MILLECANALI**	**L. 87.000** anzichè L. 107.600 (estero L. 120.000)	- Carta di sconto GBC 1981 - Indice di Sperimentare 1980 (valore L. 500) - Indice di Selezione 1980 (valore L. 500) - Indice di Elektor 1980 (valore L. 500) - Inserto mensile Millecanali Notizie - Guida del riparatore TV Color (valore L. 8.000) - Guida Radio TV 1981 (valore L. 3.000)

ATTENZIONE PER I VERSAMENTI UTILIZZARE IL MODULO DI CONTO CORRENTE POSTALE INSERITO IN QUESTO FASCICOLO

QUESTE CONDIZIONI SONO VALIDE FINO AL 15-1-81

Dopo tale data sarà ancora possibile sottoscrivere abbonamenti alle tariffe indicate ma si perderà il diritto ai doni.

CONOSCI LA PRESSIONE DELLE GOMME DELLA TUA AUTO?

Ant. Post.

QUANTO HA TUO FIGLIO DI PRESSIONE?

Max. Min.

LA PROSSIMA VOLTA CHE CONTROLLI LE GOMME, PORTA TUO FIGLIO DAL MEDICO.

a cura della lega italiana per la lotta contro l'ipertensione

2 ANNI DI GARANZIA

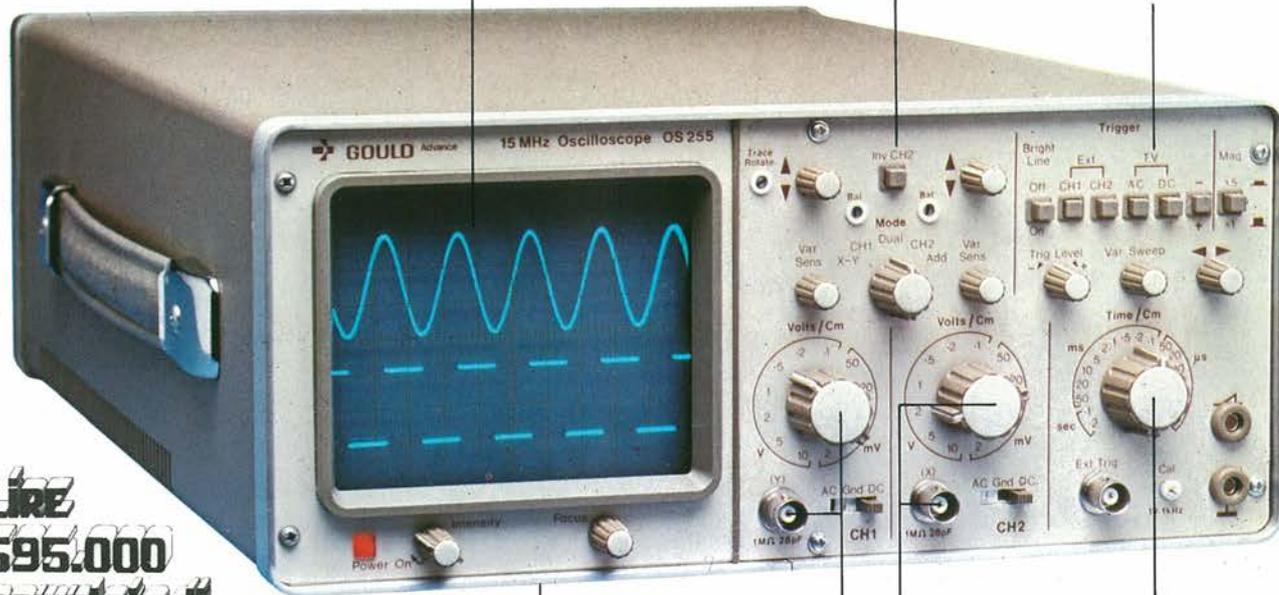
BEST SELLER DEGLI OSCILLOSCOPI DA 15 MHz

MOD. OS255

banda passante DC - 15 MHz
2 canali con sensibilità 2 mV/cm

schermo rettangolare 8x10 cm
con alta luminosità

somma e differenza algebrica
dei canali 1 e 2 mediante
i comandi ADD e INV CH2

Sincronismo TV automatico
con separatore comandato
dalla Time Base

LIRE 695.000 completo di due sonde

leggero (6 Kg) e
compatto (14x30x46 cm)

2 canali d'ingresso con
sensibilità da 2 mV/cm
a 25 V/cm in 12 portate

base dei tempi variabile
con continuità da
100 ns/cm a 0,5 sec/cm

Negli oscilloscopi della GOULD, una delle più grandi società americane nel campo degli strumenti elettronici di misura, si combinano perfettamente l'alta qualità ed il giusto prezzo.
Il modello OS255, best seller degli oscilloscopi da 15 MHz, rappresenta ormai per migliaia di utilizzatori la soluzione ideale nelle più svariate applicazioni, grazie alla sua elevata sensibilità di 2 mV/cm, all'alta luminosità e alla portatilità.
A prova della tipica qualità ed affidabilità che li contraddistingue, tutti gli oscilloscopi GOULD godono di due anni di garanzia.

OS255	15 MHz - 2 canali - 8x10 cm 2 mV/cm - sinc. TV - X-Y
OS1200	25 MHz - 2 canali - 2 mV/cm linea di ritardo - X-Y
OS1100A	30 MHz - 2 canali - 1 mV/cm trigger delay - single sweep
OS3000A	40 MHz - 2 canali - 5 mV/cm 2 basi dei tempi - X-Y
OS3350	40 MHz - 2 canali TV Monitor 5 mV/cm - 16 KV EHT
OS3500	60 MHz - 2 canali - 2 mV/cm trigger view - 2 basi dei tempi
OS3600	100 MHz - 2 canali - 2 mV/cm trigger view - 2 basi dei tempi
OS4000	Oscilloscopio a memoria digitale 1024x8 bit - sampling rate 550 ns
OS4100	Oscilloscopio a memoria digitale 1024x8 bit - 1 μs - 100 μV/cm

Tutti i modelli hanno consegna pronta

*Maggio 80 - Pag. alla consegna, IVA esclusa, 1 Lgs = Lire 1900 ±2%

una gamma completa di strumenti elettronici di misura

elettronucleonica s.p.a.

MILANO - Piazza De Angeli, 7 - tel. (02) 49.82.451
ROMA - Via G. Segato, 31 - tel. (06) 51.39.455

elettronucleonica S.p.A. EK 9/80
Desidero
☐ maggiori informazioni su gli Oscilloscopi Gould modello ....
☐ avere una dimostrazione degli Oscilloscopi Gould modello ....
Nome e Cognome ....
Ditta o Ente ....
Indirizzo ....